radio und fernsehen

Zeitschrift für Radio · Fernsehen · Elektroakustik und Elektronik

ZF-Verstärker des Taschenempfängers „Sternchen" mit OC 871

PREIS DM 2,00 · 11. JAHRGANG
VERLAGSPOSTORT LEIPZIG · FÜR DBR BERLIN
FEBRUAR 1962





VEB VERLAG TECHNIK · BERLIN

AUS DEM INHALT

OBSAH

СОДЕРЖАНИЕ

VEB VERLAG TECHNIK
Verlagsleiter: Dipl. oec. Herbert Sandig
Berlin C 2, Oranienburger Straße 13/14.
Telefon 420019, Fernverkehr 423391, Fernschreiber 011441 Techkammer Berlin (Technikverlag), Telegrammadr.: Technikverlag Berlin

radio und fernsehen
Verantw. Redakteur: Dipl.oec. Peter Schäffer
Redakteure: Adelheid Blodszun, Ing. Karl Belter, Ing. Horst Jancke, Ing. Oswald Orlik
Veröffentlicht unter ZLN 5227 der DDR

Alleinige Anzeigenannahme:
DEWAG-WERBUNG BERLIN, Berlin C 2, Rosenthaler Str. 28/31 u. alle DEWAG-Betriebe in den Bezirksstädten der Deutschen Demokratischen Republik. Gültige Preisliste Nr. 1

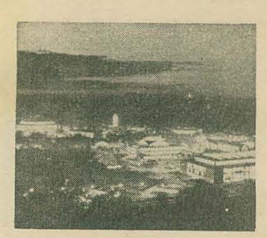
Druck: Tribüne Druckerei Leipzig III/18/36

Erscheint zweimal im Monat, Einzelheft 2,— DM

Bestellungen nehmen entgegen
Deutsche Demokratische Republik: Sämtliche Postämter, der örtliche Buchhandel, die Beauftragten der Zeitschriftenwerbung des Postzeitungsvertriebes und der Verlag
Deutsche Bundesrepublik: Sämtliche Postämter, der örtliche Buchhandel und der Verlag
Auslieferung über HELIOS Literatur-Vertriebs-GmbH, Berlin-Borsigwalde, Eichborndamm 141—167

Ausland:
Volksrepublik Albanien: Ndermarja Shetnore Botimeve, Tirana
Volksrepublik Bulgarien: Direktion R. E. P., Sofia, 11 a, Rue Paris
Volksrepublik China: Guozi Shudian, Peking, 38, Suchou Hutung
Volksrepublik Polen: P. P. K. Ruch, Warszawa, Wilcza 46
Rumänische Volksrepublik: Directia Generala a Postei si Difuziari Presei Poltut Administrativ C. F. R. Bukarest
Tschechoslowakische Sozialistische Republik: Orbis Zeitungsvertrieb Praha XII, Stalinova 46 und Bratislava, Leningradska ul 14
UdSSR: Die städtischen Abteilungen „Sojuspechatj“, Postämter und Bezirkspoststellen
Ungarische Volksrepublik: „Kultura“ Könyv és hirlap külkereskedelmit vállala., P. O. B. 149, Budapest 62
Für alle anderen Länder: VEB Verlag Technik, Berlin C 2, Oranienburger Straße 13/14

CONTENTS



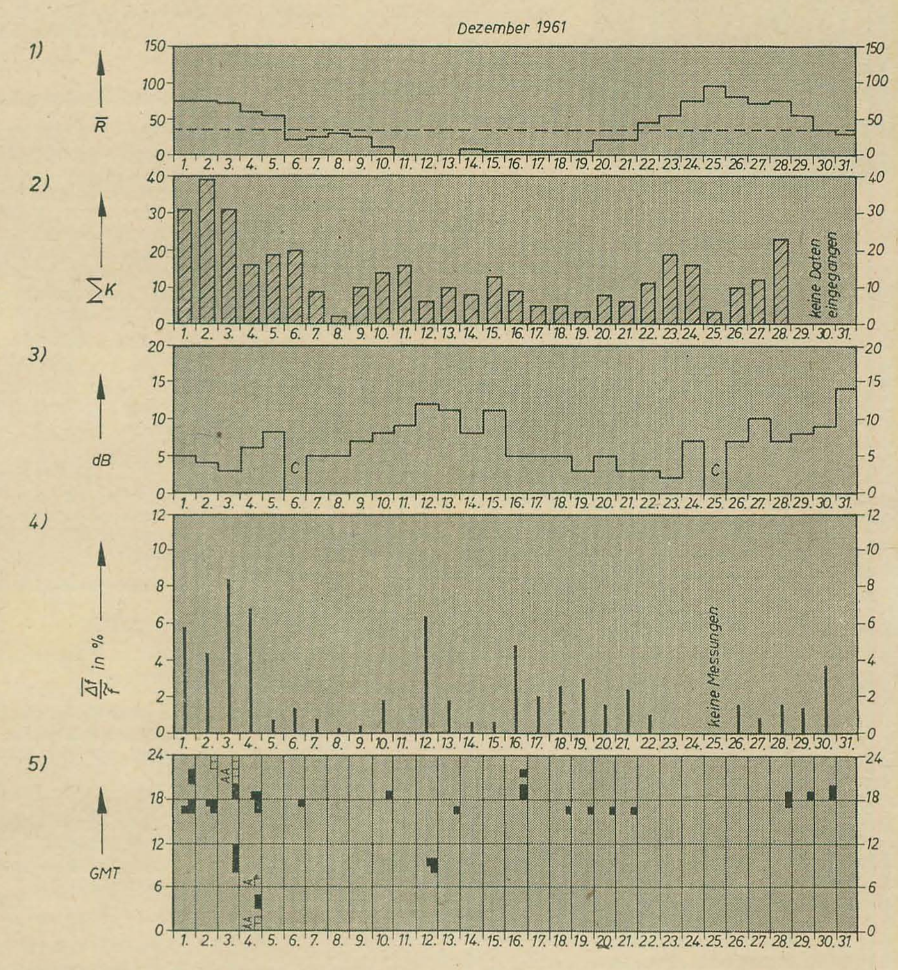
Titelbild:

Internationale Messe in Brno — Im nachfolgenden Messebericht sind einige interessante Exponate der Fernseh-, Rundfunkempfänger- und Bauelementeindustrie beschrieben.

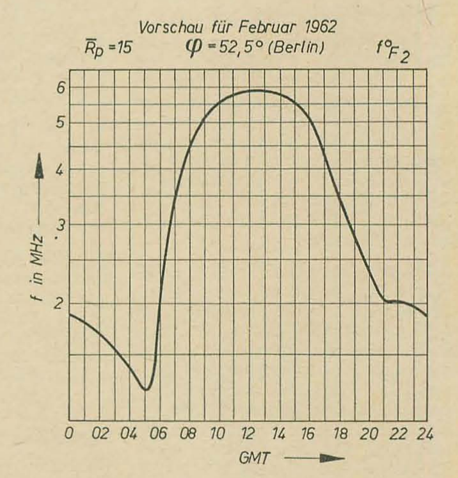
Foto: BVV

Die KW-Ausbreitung im Dez. 1961 und Vorschau für Februar 1962

Herausgegeben vom Heinrich-Hertz-Institut der Deutschen Akademie der Wissenschaften zu Berlin



1) Sonnenfleckenrelativzahlen (Zürich)
2) Tagessumme der erdmagnetischen Kennziffern (Wingst)
3) Mittagsdämpfung auf 3,86 MHz
C = Gerätestörung, A = Abdeckung, F = Streuung
4) Tagesmittel des relativen Abfalls der F_2-Grenzfrequenzen (Juliusruh/Rügen)
$\Delta f = \tilde{f} - f_m$ für $\tilde{f} < f_m$ $\Delta f = 0$
$\tilde{f}$ = vorhergesagte Grenzfrequenz
f_m = gemessene Grenzfrequenz
5) relativer Abfall der F_2-Grenzfrequenzen (Juliusruh/R.) bezogen auf den vorhergesagten Wert
$\frac{\Delta f}{f}$ = 18 ··· 29 %
= 30 ··· 39 %
= 40 ··· 49 %
= 50 % und darüber
→ Mögel-Dellinger-Effekt bzw. Dämpfungseinbrüche (Neustrelitz/Juliusruh)
o plötzliche erdmagnetische Unruhe oder Schwankungsamplitude des Erdmagnetfeldes A ≧ 60 γ bezogen auf eine Stunde
□ Streuecho
A□ Abdeckung durch E-Schicht



Im nächsten Heft finden Sie unter anderem ...

Transistor-Taschenempfänger T 100 und T 101 ●

Neuere Entwicklungen bei Hörgeräten ●

Neue tschechoslowakische Röhren ●

Ein dänisches Funksprechgerät im 2-m-Band ●

Über den Farbabgleich einer Farbfernsehübertragungskette ●



▼ **Einen Brennerwickelautomaten** konstruierten in sozialistischer Gemeinschaftsarbeit Mitglieder des Klubs Junger Techniker im VEB Röhrenwerk Mühlhausen. Die Maschine wickelt das Heizelement einer Röhre vollautomatisch. Die Qualität wird dabei gegenüber der früheren Handarbeit verbessert. Nach vorläufigen Schätzungen ermöglicht dieser Automat eine Jahreseinsparung von 50 000 DM.

▼ **Das Zentralinstitut für Kernphysik** in Rossendorf bei Dresden wird in diesem Jahr den ersten in der DDR projektierten Null-Leistungs-Reaktor in Betrieb nehmen.

▼ **Das erste Spezialfernsehteleskop Deutschlands** wurde am 15. 12. 1961 von der Werksternwarte des VEB Carl Zeiss Jena in Betrieb genommen. Es dient zur Übertragung astronomischer Beobachtungsobjekte. Das erste Beobachtungsobjekt war der Mond. Das Gerät ist eine Gemeinschaftsarbeit des VEB Carl Zeiss Jena und des Rundfunk- und Fernsehtechnischen Zentralamtes Berlin. Es besteht aus einem 600-mm-Spiegelteleskop auf parallaktischer Montierung und einer Spezialfernsehkamera.

▼ **Mikrobaugruppen aus Glasplättchen** von 0,8 mm Dicke und 20 × 30 mm Kantenlänge werden in England hergestellt. Die Bauteile dampft man, mit Ausnahme der Halbleiter, im Vakuum auf. Benutzt werden Chromnickel für Widerstände, Siliziummonoxyd für Kondensatoren und Gold für Leitungen. 20 bis 25 Bauteile gehen auf 1 cm^3.

▼ **Ein Verfahren,** nach dem technologische Prozesse der Metallbearbeitung auf spanabhebenden Werkzeugmaschinen mit Hilfe einer elektronischen Rechenmaschine projektiert werden können, haben ukrainische Fachleute entwickelt. Der Automat kontrolliert, ob die zu bearbeitenden Teile den Zeichnungen entsprechen, wählt das günstigste Schnittverfahren und das notwendige Werkzeug und zeigt die Reihenfolge der technologischen Operationen an. Nach Lösung dieser Aufgaben stellt eine Rechenmaschine das Programm für die automatische Steuerung der Werkzeugmaschine zusammen und überträgt dieses Programm auf einen Lochstreifen oder ein Magnetband.

▼ **Eine Navigationsboje mit Kernantrieb** wurde im Dezember des vergangenen Jahres in der amerikanischen Küstenwachtstation Curtis Bay zu Wasser gelassen. Nach ersten Erprobungen wird die Boje ihren Standort in der Chesapeake-Bucht gegenüber der Mündung des Potomac-Flusses einnehmen. Der Kernantrieb befindet sich am unteren Ende der sieben Tonnen schweren 7,9 m hohen Boje. Der Atomgenerator soll etwa zehn Jahre arbeiten, ohne nachgefüllt zu werden.

▼ **Die BBC** nahm im Oktober ihre Farbfernsehversuchssendungen mit 405 Zeilen wieder auf.

▼ **Die Zahl der Fernsehteilnehmer in der ČSSR** war bis Ende 1961 auf 1,1 Millionen gestiegen. In Prag gab es 305 000 TV-Geräte.

▼ **Mit Hilfe von Rechenmaschinen** ist für das Gebiet Moskau ein Plan für den Einsatz der Lastkraftwagen ausgearbeitet worden, die den Transport der Eisenbeton-Bauelemente zu den zahlreichen Baustellen bewerkstelligen. Durch diesen Plan wurden die Leerfahrten der LKW innerhalb eines Monats um 100 000 Kilometer verringert.

▼ **Sechs sogenannte „Ballistische Kameras"** mit einer Brennweite von je 600 mm sollen längs der Raketenflugstrecke von Kap Canaveral aufgestellt werden, um die Flugbahnen von Raketen und Raumfahrzeugen im Bild festzuhalten. Das Öffnungsverhältnis ihrer Objektive beträgt 1 : 2. Ihr neuartiger kürzlich entwickelter Verschluß arbeitet mit einer Schließzeit von 2 ms.

▼ **Das erste französische Atomkraftwerk** zur Erzeugung von elektrischer Energie wird bei Chinon am linken Loireufer gebaut. Das Kraftwerk soll nach seiner Fertigstellung direkt an das französische Stromnetz angeschlossen werden.

▼ **Fernseh-Gemeinschaftsantennen** gehören nach einer in der westdeutschen „Funkschau" 23 (1961) zitierten Meinung des westdeutschen Wohnungsbauministers nicht zur Normalausstattung öffentlich geförderter Wohnungen.

▼ **Eine sowjetische Isotopenausstellung** mit über 100 Isotopenarten wurde im Januar in Bombay gezeigt.

▼ **Das Fernsehprogramm über Kabel** beziehen in Großbritannien etwa 500 000 Fernsehteilnehmer. Die entsprechenden Anlagen werden von privaten Gesellschaften vermietet.

▼ **Ein Videoaufzeichnungsgerät** mit 38 cm/s Bandgeschwindigkeit und einer Videobandbreite von 50 Hz bis 4,2 MHz wurde in der Sowjetunion entwickelt. Aufnahmedauer 1 Stunde; Band: 70 mm breit.

Selbsttätiger Schallplattenreiniger vermindert Störgeräusche

Beim Abspielen hochwertiger Schallplatten tritt oft Knistern und Rauschen auf, das besonders an Pianostellen stört. Elektrostatische Aufladungen und hierdurch bewirktes Anhaften von Staubteilchen bilden die Ursachen.
Die französische Firma Sofradiam S. A., Paris, hat als Abhilfe ein kleines Gerät entwickelt, das sich an den Plattenspielern leicht anbringen läßt. Es besteht im wesentlichen aus einem kleinen pelzartigen Kissen von etwa 2 cm Durchmesser, das an einem sehr leichten, drehbar gelagerten Kunststoffarm befestigt ist. Das Kissen wird beim Beginn des Abspielens auf den äußeren Rand der Schallplatte aufgelegt und wandert dann, von den Rillen geführt, wie der Tonarm nach innen. Durch die Reibung wird es entgegengesetzt aufgeladen und zieht alle Staubteilchen an.

Bildfunksendung von ADN

Seit dem 8. 1. 1962 strahlt der Allgemeine Deutsche Nachrichtendienst täglich eine Bildfunksendung in der Betriebsart F 4 auf der Frequenz 146 kHz aus. Dank der Initiative und der kollektiven Leistung des Funkamtes Königs Wusterhausen war es möglich, einen Langwellensender aufzubauen, der wahlweise in der

Betriebsart F 1

(für die Aussendung von Fünfer-Alphabet-Fernschreibimpulsen mit dem Frequenzumtastungsverfahren)

und in der

Betriebsart F 4

(für die Aussendung von frequenzmodulierten Bildtelegrafiesignalen)

betrieben werden kann.

Wichtige Literaturzusammenstellungen

Dem Bulletin wichtiger Literaturzusammenstellungen 5 (1961) entnahmen wir die folgenden Hinweise:

Literatur über Frequenzvervielfachung
(DK: 621.374.4).
Lit.-Nr. 7/61. Titelanzahl: 41. Mit Annotationen.
Hrsg.: Inst. f. Dokumentation. Bereich Information, Berlin N 4, Chausseestr. 13.

Literatur über Galvanometer
(DK: 621.317.715).
Lit.-Nr. 83. Titelanzahl: 19. Berichtsz.: 1950···60.
Hrsg.: Inst. f. Regelungstechnik. Leitstelle Dokumentation BMSR. Berlin O 112, Neue Bahnhofstr. 9/17.

Literatur über Punktschreiber
(DK: 621.317.7).
Lit.-Nr.: 16/61. Titelanzahl: 17.
Hrsg.: Inst. f. Dokumentation. Bereich Information. Berlin N 4, Chausseestr. 13.

Literatur über RC-Filter
(Nachrichtentechnik) (DK: 621.372.54).
Lit.-Nr.: 49/61. Titelanzahl: 33. Mit Annotationen.
Hrsg.: Inst. f. Dokumentation. Bereich Information. Berlin N 4, Chausseestr. 13.

Literatur über Thermoelemente
(DK: 537.324:621.362).
Lit.-Nr.: 57/61. Titelanzahl 27. Mit Annotationen.
Hrsg.: Inst. f. Dokumentation. Bereich Information. Berlin N 4, Chausseestr. 13.

Literatur über Transistorschaltungen
(DK: 621.382:621.373.431; 621.374.32: 621.375.4).
Lit.-Nr.: 56/61. Titelanzahl: 40. Mit Annotationen.
Hrsg.: Inst. f. Dokumentation. Bereich Information. Berlin N 4, Chausseestr. 13.

Interessenten haben die Möglichkeit, die angeführten Literaturzusammenstellungen gegen eine Gebühr bei der jeweils angegebenen Institution als Abschrift oder Fotokopie zu bestellen.

Wer kennt das Gerät?

In der Zeit vom 2. 12. 61 bis 3. 12. 61 wurde im Raum Senftenberg (Bezirk Cottbus) ein Einbruchsdiebstahl verübt, wobei von bisher noch unbekannten Tätern ein Fernsehgerät und ein Spannungsregler entwendet wurden.
Hierzu die technischen Daten:

Fernsehgerät

Tischgerät, Typ „Derby" RAFENA, 43er Bildröhre. Nummer des Gerätes: 94 20 72
Röhrenbestückung

	Bildröhre MW 43	Nr. 20 170
1	ECC 84	Nr. 944 016
2	ECF 82	Nr. 940 660
3	EF 80	Nr. 927 154
4	ECF 82	Nr. 927 831
5	ECF 82	Nr. 927 831
6	ECL 82	Nr. 909 604
7	ECF 82	Nr. 927 831
8	EABC 80	Nr. 922 289
9	EL 84	Nr. 923 154
10	ECL 82	Nr. 851 180
11	ECC 82	Nr. 917 113
12	EL 81	Nr. 814 537
13	EY 81	Nr. 923 154
14	DY 86	Nr. 943 283

Spannungsregler

Handregelbar, Typ und Nummer unbekannt
Das entwendete Fernsehgerät weist eine schlechte Bildqualität auf. Das Bild erscheint auf dem Bildschirm verzerrt und kann durch die Reglerknöpfe nicht nachgeregelt werden. Außerdem ist der Ein- und Ausschalter defekt. Beim Ein- und Ausschalten muß der Netzstecker bedient werden. Aus diesen Gründen besteht der Verdacht, daß das Gerät in irgendeine Fernsehwerkstatt zur Reparatur kommt bzw. schon gekommen ist. Alle Rundfunk- und Fernsehmechaniker werden gebeten, zweckdienliche Angaben über den Verbleib bzw. das Auftauchen der Geräte der Transportpolizei Hoyerswerda, Abt. Kriminalpolizei (Telefon Hoyerswerda 86 84), zu melden.

radio und fernsehen

ZEITSCHRIFT FÜR RADIO · FERNSEHEN · ELEKTROAKUSTIK · ELEKTRONIK

11. JAHRGANG · 1. FEBRUARHEFT **3** 1962

III. Internationale Messe Brno 1961

Zum dritten Male öffneten sich in diesem Jahr die Hallen des Messegeländes in Brno zur internationalen Leistungsschau. Die III. Messe war ebenso wie die beiden vorangegangenen ein Forum internationaler Verständigung und Zusammenarbeit auf dem Gebiet der Wissenschaft und Technik.

Das Messegelände mit seinen 520400 m² Ausstellungsfläche hat derzeitig in zwölf Ausstellungshallen 65000 m² überdachte Fläche. Außerdem ist ein ebensogroßes Freigelände angefüllt mit internationalem Ausstellungsgut, wobei Erzeugnisse der sozialistischen und kapitalistischen Wirtschaft nebeneinander konkurrieren.

Aus 38 Staaten bzw. Wirtschaftsregionen der Welt stellten etwa 600 Firmen und Außenhandelsunternehmen aus. In letzteren faßten vor allem die Staaten des sozialistischen Lagers viele Firmen des jeweiligen Industriezweiges zusammen. Auf der anderen Seite vertraten auch viele Aussteller aus kapitalistischen Staaten mehrere Firmen des gleichen Konzerns oder Trusts.

Die Messe in Brno stellt demzufolge neben den internationalen Messen in Leipzig, Poznań, Zagreb und Beograd ein unmittelbares Bindeglied nicht nur zwischen den Staaten des sozialistischen Lagers, sondern auch zwischen den beiden Wirtschaftsformen in der Welt dar.

Im folgenden soll auf einige besonders interessierende Ausstellungsgüter und Exponate der Fernseh-, Rundfunkempfänger- und Bauelementeindustrie eingegangen werden, ohne dabei Anspruch auf Vollständigkeit in der Berichterstattung erheben zu wollen.

Fernsehen

Neben den bereits in radio und fernsehen erwähnten tschechoslowakischen Fernsehempfängern Tesla 4210 U-2 Kamelie und Tesla 4211 U-1 Lotos zeigte Tesla seinen in Holz- und Kunststoffgehäuse eingebauten Empfänger Azurit 4108 U. Dieser Empfänger hat einen 43-cm-Bildschirm bei 110° Ablenkung, im Eingang noch eine PCC 84 und weiter die sich auch in der ČSSR herausbildende Standardbestückung in den jeweiligen Baustufen. Gegenüber dem Empfänger „Lotos" hat er eine ZF-Stufe weniger und damit auch eine etwas geringere Empfindlichkeit, was sich in einem geringeren Preis bemerkbar macht.

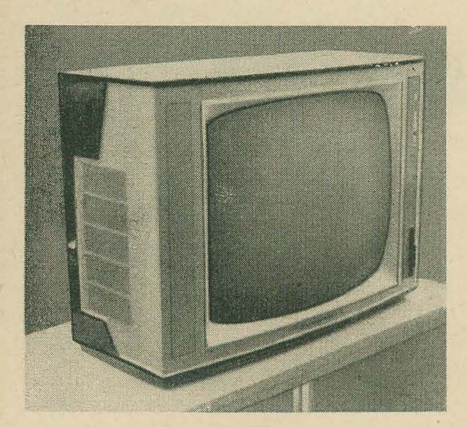
Gegenüber Leipzig haben sich die Fernsehempfänger der Ungarischen und Bulgarischen Volksrepublik nicht verändert, so daß auf diese Geräte hier nicht näher eingegangen wird.

Eine interessante Neuigkeit stellte Jugoslawien mit seinem TV-Empfänger Cajavec 511 aus. Mit einer 53-cm-Bildröhre bei 110° Ablenkung erzielt er eine äußerst geringe Gehäusetiefe, die durch eine gelungene und sinnvolle Rückwandkonstruktion unterstützt wird. Vertikalchassis, Ausstattung mit 12 Kanälen und vorgesehene Anbaumöglichkeit eines Konverters für die TV-Bänder IV und V sowie die handliche Anordnung aller Bedienungselemente an der Vorderfront bzw. Seite lassen den TV-Empfänger zu einem Spitzenerzeugnis werden. Leider waren weitere Angaben über Röhrenbestückung und Empfindlichkeit nicht zu erfahren.

Die französische Firma CSF (Compagnie générale de télégraphie Sans Fil) zeigte eine Reporterkamera CP 102 einschließlich dem dazugehörigen tragbaren Übertragungsteil. Die gesamte Anlage hat eine Reichweite bis zu 3 km. Die Synchronisierung erfolgt mit eigenem Taktgeber, der wiederum für verschiedene Normen geliefert werden kann bzw. umschaltbar ist. So kann sowohl an die europäische 625-Zeilennorm oder an die französischen 819 Zeilen bei 50-Hz-Netzfrequenz angepaßt werden und weiterhin an die in Amerika üblichen 525 Zeilen bei 60-Hz-Netzfrequenz. Die Kameraabmessungen betragen

Blick auf das Ausstellungsgelände in Brno



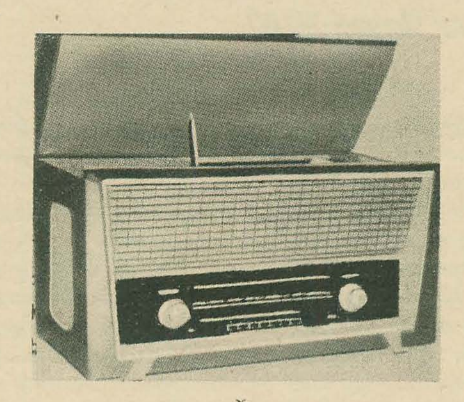


TV-Empfänger „Cajavec 511", Jugoslawien

83×103×190 mm bei einem Gewicht von 1,5 kp.
Der dazugehörige Übertragungsteil hat ein Gewicht von 13 kp und die Abmessungen 140×342×342 mm. Die Übertragungsanlage wird in vier verschiedenen Ausführungsformen geliefert. Die Sendefrequenzen liegen dabei in den Bändern von 174 ··· 223 MHz, 450 ··· 500 MHz und 6200 ··· 7425 MHz. Die Sendeleistung beträgt 0,1 ··· 1 W. Die Anlage kann von einer 12-V-Batterie bei 60 W Gesamtstromverbrauch betrieben werden. Die Batteriekapazität beträgt 20 Ah.

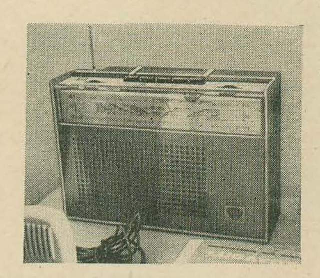
Rundfunkempfänger

Die schon im Vorjahr erkennbare Ausführung in Flachbauweise bei Rundfunkempfängern setzte sich in diesem Jahr bei weiteren Firmen durch. Diese Form, von Geräten der Firma Gerätebau Hempel in Limbach und ungarischen Empfängern her bekannt, paßt sich wesentlich günstiger der neuen Wohnkultur mit ihren Anbausätzen an als die bisherigen Geräte mit konventionellen Abmessungen nach dem goldenen Schnitt [siehe auch radio und fernsehen 4 (1961) und 8 (1961)].
Geräte dieser Art sah man erneut auf dem ungarischen Kollektivstand, bei zwei polnischen Geräten, bei jugoslawischen Empfängern und auch bei tschechoslowakischen Typen.
In der Produktion von Tesla hat der schon bekannte Empfänger Echo (Tesla 532 A) eine Erweiterung durch einen unter dem klappbaren Gehäuseboden befindlichen Plattenspieler für alle Geschwindigkeiten erhalten. Dieser Empfänger mit der neuen Typenbezeichnung Tesla 1009 A Barcarole ergänzt somit den schon früher bekannten Empfänger Tesla 1007 A „Allegro" in der in der ČSSR beliebten Fonoempfängerausführung.
Alle Empfänger haben die Wellenbereiche U, K, M und L, wobei beim Allegro, die in zwei Bereiche gespreizte Mittelwelle zu erwähnen ist. Klangregister, Ferritstabantennen und mehrere Lautsprecher (Hoch- und Tiefton) sind selbstverständlich Bestandteil dieser guten Mittelklassesuper mit Ausgangsleistungen zwischen 2 ··· 4 W.
Der K-M-L-Empfänger Tesla 320 A „Sputnik" mit Röhrenbestückung hat seinen volltransistorisierten Nachfolger Tesla 314 B Lunik mit 7 Kreisen als Tischempfänger gefunden. Gehäuseabmessungen 175×320×



Fonosuper „Barcarole", ČSSR (entnommen aus „Slaboproudý Obzor")

165 mm, Ausgangsleistung 300 mW, 9-V-Batterie (6×1,5 V in Reihe) bei 0,8 W Stromverbrauch, Klangregister sind einige Angaben dieses Empfängers. Der Kurzwellenbereich geht von 16,6 m ··· 50 m, der Mittelwellenbereich von 187 ··· 570 m und der Langwellenbereich von 1000 ··· 2000 m. Bestückt ist der Empfänger mit den Transistoren 3×OC 170, 105 NU 70, 106 NU 70 und 2×101 NU 71 und den Dioden 1 NN 41 und 5 NN 41 als Gleichrichter und Regeldiode. Das Gewicht beträgt 2,5 kp. Dieser Empfänger stellt eine Nachentwicklung des Empfängers Tesla 212 B „Alfa" vom Vorjahr dar.
Transistorisierte Taschen- und Kofferempfänger sah man auf den Kollektivständen der ČSSR, Ungarns, Polens und Jugoslawiens. Auf dem Stand der Fa. Cotofil S.A., Genf, sah man des weiteren transistorisierte Taschenempfänger japanischer Herkunft mit UKW.



Eine Kombination zwischen Taschen- und Autoportable für UKW, KW und MW von ACEC, Belgien

Der jugoslawische Kofferempfänger Slavny ist für Mittel- und Langwelle ausgelegt. Die Transistorbestückung erfolgt zunächst aus Importen, soll aber demnächst auf einheimische Produktion umgestellt werden.
Die belgische Firma ACEC zeigte ebenfalls eine Kombination zwischen Taschen- und Autoportable für UKW, KW und MW. Die Abmessungen sind 270×165×75 mm. Der Stromverbrauch beträgt maximal 120 mA bei einer erreichbaren Ausgangsleistung von 500 mW. Die genaue Transistorbestückung war nicht zu erfahren. Zum Komfort des Gerätes gehören die Teleskopantenne für UKW und Kurzwelle, Ferritantenne für Mittelwelle, Tonabnehmer-, Magnetton- und zwei Lautsprecheranschlüsse.

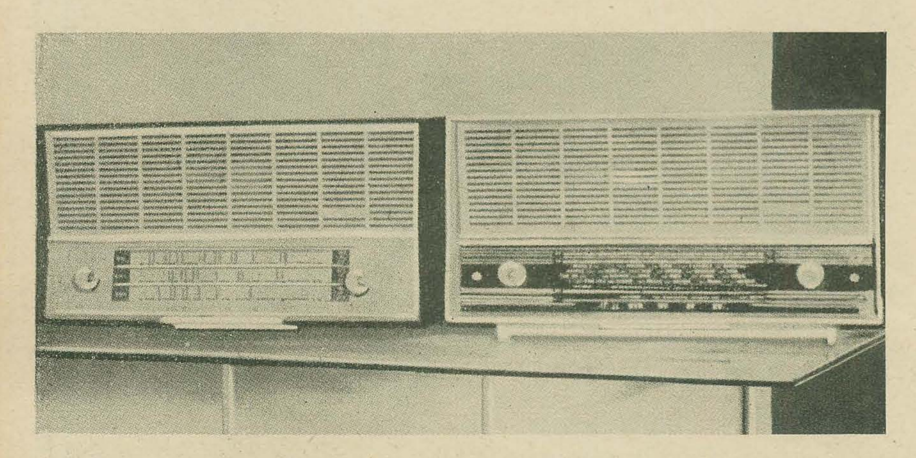
Elektroakustik

Das schon im Vorjahr gezeigte Funktionsmuster des volltransistorisierten Tonbandgerätes Start ist in diesem Jahr in die Serienproduktion gegangen. Das mit 6 Transistoren bestückte Gerät (105 NU 70, 2×107 NU 70 und 3×104 NU 71, davon zwei als Gegentaktendverstärker) hat eine Ausgangsleistung von 200 mW. Der Lautsprecher hat 70 mm ∅.



Volltransistorisiertes Tonbandgerät „Start", ČSSR (entnommen aus „Slaboproudý Obzor")

Es können von Rundfunk- Plattenspieler und Mikrofon Aufnahmen gemacht werden. Bei zweispuriger Aufnahme hat das Gerät mit einer Bandgeschwindigkeit von 4,76 cm/s eine Spieldauer von 44 min. Das in gedruckter Schaltung ausgeführte Gerät stellt mit seinen Abmessungen von 250×160×100 mm und einem Gewicht von 3,4 kp eine wohlgediegene Konstruktion als schnurloses Portable dar. Die über kleine Adapter gegebene Möglichkeit des Anschlusses an die 12-V-Autobatterie bzw. normales Netz vervollständigen diese Spitzenleistung tschechoslowakischer Produktion.
Hörgeräte sah man auf den Ständen des



Links: Transistorempfänger 314 B „Lunik", rechts der mit Röhren bestückte 320 A „Sputnik" (entnommen aus „Slaboproudý Obzor")

tschechoslowakischen Kollektivs, der österreichischen Firma viennatone und der Fa. Cotofil, Schweiz.

Das tschechoslowakische Hörgerät ALS 310 hat bei einem maximalen Stromverbrauch von 8 mA einen Leistungsgewinn von 50 dB. Der Regelbereich beträgt 35 dB. Das 49 × 73 × 17 mm große Gerät wird aus einer 2,6-V-Zelle Typ MR 01 gespeist und wiegt mit Batterie 80 p.



Hörbrille „Kontakt", viennatone, Österreich



Transistorisierte Rufanlage „Megafon", ČSSR

Der Anschluß für den Hörer ist steckbar. Mit Hilfe einer Induktionsschleife können den hörbehinderten Benutzern auch Telefongespräche besser verständlich gemacht werden. Die Ansprechempfindlichkeit des Mikrofons beträgt 0,2 μb.

Die Firma viennatone zeigte verschiedene Arten von Hörhilfen. Die Modelle „F" und „i" werden in jeweils drei verschiedenen Gruppen nach akustischem Leistungsgewinn bis zu max. 80 dB geliefert. Technische Einzelheiten: drei- und vierstufige Transistorverstärker, mit dem Lautstärkeregler kombinierter Ein- und Ausschalter, Tonblende, Induktionsschleife für Telefongespräche und zum Anschluß an Theater- und Kinoringleitungen, geschmackvolle Ausführungsformen in bruchsicheren Plastikgehäusen und satinpolierten rostfreien Edelstahlgehäusen.

Das Modell „F" hat dabei Abmessungen von 60 × 83 × 20 mm und ein Gewicht von 60 p ohne Batterie (Monozellen).

Das Modell „i" ist schon wesentlich günstiger mit seinen Abmessungen von 43 × 60 × 15 mm und einem Gewicht von etwa 28 p ohne Monozellen. Hörimpedanzen und dem individuellen Hörcharakter frequenzgangsmäßig angepaßte Hörmuscheln werden je nach Bedarf geliefert. Sehr elegant wirkt die 16 × 42 × 15 mm große Hörhilfe Exquisit. Sie wird hinter dem Ohr getragen und wiegt mit Batterie nur 10 p. Bei einem Leistungsgewinn von 50 dB kann das Gerät links oder rechts getragen werden. Bei beiderseitigem Hörverlust kann mit zwei Hörhilfen „Exquisit" stereofones und damit ideales Hören erzielt werden. Der Frequenzgang ist bei 10 dB Amplitudenschwankung bei 300 Hz und 4 kHz begrenzt. Lautstärkeregler und getrennter Ausschalter gewährleisten bei Abnahme des Gerätes eine unveränderte Lautstärkeeinstellung.

Die Hörbrille Modell Kontakt enthält einen vierstufigen Transistorverstärker mit einer Leistungsverstärkung von maximal 53 dB. Der Stromverbrauch beträgt etwa 2,3 mA. Lautstärkeregler, eingebaute Telefonspule mit Umschalter Telefon-Mikrofon gehören zu den bemerkenswerten Attributen dieser Hörhilfe. Binaurales Hören kann durch Verwendung von zwei bestückten Gerätebügeln erreicht werden.

Die im Bild dargestellte transistorisierte Rufanlage Megafon der tschechoslowakischen Firma Rukov hat eine Reichweite von 100 bis 200 m bei einer maximalen Ausgangsleistung zwischen 3 ··· 5 W. Der Stromverbrauch beträgt 600 mA bei 18 V Batteriespannung. Als Stromquellen werden Stabbatterien verwendet, mit denen ein achtstündiger Betrieb möglich ist. In der Endstufe ist das „Megafon" mit den sowjetischen Transistoren 2 × P 13 A oder P 13 B, P 25 und P 201 (oder P 4 A) bestückt. Die Batterien werden an der Rückseite eingesetzt. Gleichzeitig befindet sich dort das Kristallmikrofon. Es folgt dann der Transistorverstärker und nach vorn öffnet sich der Druckkammerlautsprecher. Akustische Rückkopplung wird durch Lagerung des Lautsprechers in Gummi verhindert.

An dem Handgriff ist der Einschalter angeordnet, so daß nur während der Inbetriebnahme die Stromquelle belastet wird.

Weitere elektroakustische Geräte sah man auf den Kollektivständen aller vertretenen volksdemokratischen Länder. Es soll aber hierauf nicht weiter eingegangen werden, da im wesentlichen Parallelen zu den in Leipzig gezeigten bestehen.

Bauelemente

Von der Vielzahl der gezeigten Bauelemente kann im folgenden nur ein kleiner Ausschnitt gebracht werden.

Auf dem ungarischen Kollektivstand waren beachtliche Bauelemente ausgestellt, von modernen Empfängerröhren in Spanngittertechnik über leistungsstarke Senderöhren bis ins hohe Frequenzgebiet hinein bis zu koaxialen Bauteilen. Ein breites Angebot von Halbleiterbauelementen ergänzte das Gesamtsortiment. Bei den letztgenannten sind die Typen OC 1071 ··· OC 1080 sowie der Typ P 13 bis P 15 NF-Transistoren für die verschiedenartigsten Anwendungszwecke. Es wird unterschieden in verschiedenen Stromverstärkungen (nach Größe und Klein- oder Großsignalverstärkung), NF-Rauschverhalten und Spannungsfestigkeit zwischen Kollektor und Emitter. Durch Verwendung von Kühlschellen und Kühlblechen sind bis zu 300 mW Verlustleistungen mit diesen Typen zu erzielen.

Die HF-Typen OC 1044 und OC 1045 sind äquivalent den Typen OC 44/45 von Valvo mit Grenzfrequenzen in Basisschaltung bis zu 30 MHz.

Die Leistungstransistoren OC 1016 für Verlustleistung bis zu 4 W bei maximalen Kollektorströmen bis zu 3 A vervollständigen das Programm auf der Transistorseite. UKW-Transistoren sind zwar in Vorbereitung, es waren aber leider noch keine Informationen darüber erhältlich.

Die Gleichrichterproduktion fertigt zur Zeit Germanium-Flächenbauelemente bis 300 mA Stromentnahme. Bei Verwendung eines Kühlbleches kann bis zum Dreifachen des Nenngleichstromes entnommen werden.

Die Werte in der Tabelle links unten gelten für eine Gehäusetemperatur von 20 °C. Bei höheren Temperaturen müssen Nenngleichstrom und angelegte Spannung reduziert werden.

Siliziumflächengleichrichter sind in Vorbereitung. Die geplanten Typen werden äquivalent den Intermetalltypen gestaltet.

Außer den in den Tabellen gezeigten Gleichrichtertypen werden in Laborserien Dezimeterdioden gefertigt. Technische Daten hierzu waren nicht erhältlich.

Auf dem auch von Leipzig her bekannten Stand von Soral (Frankreich) fand man Siliziumgleichrichter von 50 mA bis 50 A bei Spitzenspannungen von 80···1400 V. Die Siliziumgleichrichter können in einem Temperaturbereich von —40 °C bis 135 °C eingesetzt werden.

Die tschechoslowakische Halbleiterproduktion zeigte ebenfalls ihr gesamtes Programm. Die bereits in radio und fernsehen 9 (1960) und 4 (1961) erwähnten Bauelemente von Tesla Rožnow wurden durch die in der folgenden Übersicht dargestellten Halbleiterbauelemente ergänzt.

Informatorisch wurde mitgeteilt, daß bei weiteren Bauelementen die Entwicklung be-

Germanium-Flächengleichrichter, Ungarn

	GDK1	GDK2	GDK3	GDK4	GDK5	GDK6	GDK7	
U_{KAmax}	50	100	150	200	300	350	400	V
U_{AKmax}	0,7	0,7	0,7	0,7	0,5	0,5	0,5	V
I_{AKmax}	0,3	0,3	0,3	0,3	0,1	0,1	0,1	

Silizium-Flächengleichrichter, Ungarn

	OY 5061	OY 5062	OY 5063	OY 5064	OY 5065	OY 5066	OY 5067	
U_{KAmax}	100	200	300	400	500	600	700	V
I_{AK} ohne Kühlblech	0,6	0,6	0,6	0,6	0,6	0,6	0,6	A
I_{KAmax}	10	10	10	10	10	10	10	μA
T_{jmax}				150 °C				

Germanium-Flächengleichrichter 0,3 A, ČSSR

	21 NP 71	22 NP 71	23 NP 71	24 NP 71	25 NP 71
I_{AK}	0,3	0,3	0,3	0,3	0,3A
U_{KAmax}	40	80	150	250	400 V
U_{aeff}	12	24	40	60	120 V

U_{aeff} = höchstzulässige effektive Anschlußspannung.

Germanium-Flächengleichrichter 0,5 A, ČSSR

	31 NP 71	32 NP 71	33 NP 71	34 NP 71	35 NP 71
I_{AK}	0,5	0,5	0,3	0,5	0,5A
U_{KAmax}	40	80	150	250	400 V
U_{aeff}	12	24	40	60	120 V

Bei Verwendung von Kühlflächen kann die Stromentnahme bis zum zwei- bis dreifachen Wert gesteigert werden.

Germanium-Flächengleichrichter 20 A, ČSSR

	81 NP 71	82 NP 71	83 NP 71	84 NP 71
I_{AKmax}	20	20	20	20 A
$I_{aK impmax}$	100	100	100	100 A
U_{KAmax}	40	80	150	250 V
$U_{aeff/V}$	12	24	40	60 V
P_{Vmax}	12	12	12	12 W

Ausreichende Kühlung muß vorgesehen werden.

Golddrahtdiode OA 7, ČSSR

	60 °C	25 °C	
U_{AK} in V	<0,18	0,21···0,24	bei I_{AK} = 0,1 mA
U_{AK} in V	<0,5	0,49···0,52	bei I_{AK} = 10 mA
U_{AK} in V	<0,65	0,54···0,67	bei I_{AK} = 30 mA
I_{KA} in µA	<10	<1	bei U_{KA} = 1,5 V
I_{KA} in µA	<18	<3	bei U_{KA} = 10 V
I_{KA} in µA	<45	<7,5	bei U_{KA} = 25 V

U_{KAmax} = 25 V

$I_{AKimpmax}$ = 400 mA (max 1 sec) T_a = —60 ··· + 75 °C

Ge-NF-Transistoren bis 125 mW in npn-Ausführung, ČSSR

	I_{CBO} µA	U_{CBmax} V	P_{Cmax}[1] mW	U_{CEmax}[2]	fα MHz	h_{21e}
105 NU 70	12	4,5	125	30	1	20— 40
106 NU 70	12	4,5	125	30	1,25	30— 75
107 NU 70	12	4,5	125	30	1,5	65—130
101 NU 71	10	10	125	32	0,35	45—120
102 NU 71	10	10	125	32	0,33	65—220
103 NU 71	10	10	125	60	—	45—220
104 NU 71	10	10	120	20	0,35	45—220

[1] bei Verwendung eines Kühlbleches von 12,5 cm² bis zu P_{Vmax} = 165 mW.
[2] bei R_{BE} = 1 kΩ.

Germanium-HF-Transistoren in npn-Ausführung, ČSSR

	I_{CBO} µA	U_{CEmax} V	I_{Cmax} mA	fα MHz	h_{21e}
155 NU 70	10	15	10	3 —12	25—125
156 NU 70	10	15	10	7,5—30	45—225

Der Transistor 155 NU 70 ist für ZF-Verstärkerstufen und der 156 NU 70 als Mischstufe für M und L vorgesehen. Es werden jeweils Standardschaltungen angegeben.

Ge-NF-Transistoren bis 125 mW in pnp-Ausführung, ČSSR

	I_{CBO} µA	U_{CBmax} V	P_{Cmax} mW	U_{CEmax}[1] V	f MHz	h_{21e}
OC 70	12	4,5	125	30	0,3	20— 40
OC 71	12	4,5	125	30	0,4	30— 75
OC 72	10	10	125	32	0,35	45—120

	I_{CBO} µA	U_{CBmax} V	P_{Cmax} mW	U_{CEmax} V	fα MHz	h_{21e}
OC 75	12	4,5	125	30	0,7	65—220
OC 76	10	10	125	32	0,33	65—220
OC 77	10	10	125	60		45—220

[1] bei R_{BE} = 1k Ω

gonnen wurde bzw. bald abgeschlossen sein wird. Insbesondere sind das die Transistoren OC 169 und OC 170 für Anwendung im Ultrakurzwellengebiet bis 100 MHz. Statische und dynamische Kenn- und Grenzwerte werden analog zum gleichbenannten Valvotyp angegeben.

Ebenso wird an der Entwicklung eines Germanium-pnp-Leistungstransistors OC 30 gearbeitet. Dieser Typ wird einen inneren Wärmewiderstand von 7,5 °C/W haben. Der maximale Kollektorstrom wird mit 1,5 A und die dabei garantierte Gleichstromverstärkung mit $\bar{\beta} \geq 14$ angegeben — Anwendungstemperaturbereich —55 ··· + 75 °C.

Informieren konnte man sich noch über die geplanten 50-W-Transistoren 2 NU 74 bis 7 NU 74 in pnp-Ausführung auf Germaniumbasis. Der Wärmewiderstand bei idealer Wärmeableitung wird mit 0,8 °C/W und der maximale Kollektorstrom mit 15 A angegeben. Die Typen unterscheiden sich nach zulässigen Kollektorspannungen und nach Stromverstärkungswerten. Der Mindestwert der Stromverstärkung wird mit 20 bei 10 A Kollektorstrom angegeben.

Am französischen Stand von CSF zeigte Cosem (Compagnie générale des Semi-conducteurs) ein Sortiment von Transistoren und Gleichrichtern.

Die Transistortypen SF.T 351 ··· SF.T 353 werden verwendet für Vorverstärker und Treiber. Bei paarweiser Verwendung der Typen

SF.T 321 ··· SF.T 323
SF.T 221 ··· SF.T 223
SF.T 241 ··· SF.T 242
2 N 525 ··· 2 N 527

werden sie für Gegentaktendstufen bis 500 mW Ausgangsleistung propagiert.

Für gleiche Stufen mit den Transistoren

SF.T 124
SF.T 125
SF.T 130
SF.T 131
SF.T 143 ··· SF.T 146

gibt der Hersteller erzielbare Ausgangsleistungen bis zu 2 W an. Bemerkenswert sind die angegebenen Grenzfrequenzen von 1 ··· 3 MHz für alle vorgenannten pnp-Legierungstransistoren. Die Kollektorverlustleistungsangabe von 200 ··· 500 mW erfolgt ebenso wie die Angabe der Ausgangsleistung für eine Temperatur von 25 °C.

Legierte HF-Transistoren (pnp) für die Anwendung bis zu 14 MHz stellen die Typen SF.T 306 ··· SF.T 308, SF.T 126 ··· SF.T.128, SF.T 226 ··· SF.T 228, SF.T 396 und SF.T 404 dar. Äquivalenten Anwendungen sind die npn-Ausführungen SF.T 259 ··· SF.T 261 vorbehalten. Für die Anwendung im Ultrakurzwellenbereich, Kurzwellenbereich und ZF-Stufen von 10 MHz sind die Typen SF.T.315 bis SF.T 329, SF.T 354, SF.T 357/358, 2 N 384 und 2 N 1225 vorgesehen.

Die Grenzfrequenzangabe erfolgt als $f_B = 1$ und wird mit 25 ··· 70 MHz genannt.

Die Leistungstransistoren haben folgende Daten:

	$-U_{CBmax}$ in V	P_{max} in W	I_{Cmax} in A	β bei I_{Cmax}
SF.T 212	30	30	3	40
SF.T 213	40	30	3	40
SF.T 214	60	30	3	40
SF.T 215	80	30	3	40
SF.T 238	40	35	6	30
SF.T 239	60	35	6	30
SF.T 240	80	35	6	30

Dioden und Gleichrichter werden für alle Anwendungsgebiete der Nachrichtentechnik von Cosem angeboten. Eine nähere Beschreibung soll an dieser Stelle unterbleiben, da die wesentlichsten Daten von herkömmlichen Erzeugnissen bekannt sind und keine Neuheiten darstellen.

Faßbender

Gerät zur Messung der Sperrschichttemperatur und des Wärmewiderstandes von Transistoren

DIETRICH ARMGARTH

Mitteilung aus dem Institut für Allgemeine Elektrotechnik der TU Dresden

Es wurde eine Meßeinrichtung entwickelt, die es gestattet, den Wärmewiderstand k und die Sperrschichttemperatur T_j eines Halbleiterbauelementes mit Hilfe der Impulstechnik zu messen. Die Meßeinrichtung kann den Wärmewiderstand von 25-mW-Transistoren und auch von Leistungstransistoren messen.

Die Kenntnis des Wärmewiderstandes ist hinsichtlich der Ableitung der Wärme von besonderer Bedeutung. Kann die durch die Verlustleistung hervorgerufene Wärme gut und schnell aus dem Inneren des Halbleiterbauelementes abgeführt werden, so kann dem Bauelement eine wesentlich höhere Leistung angeboten werden, ohne befürchten zu müssen, daß es durch einen Wärmedurchschlag zerstört wird.
Im nachfolgenden Beitrag wird das Meßprinzip erklärt und das aufgebaute Meßgerät in groben Zügen erläutert und diskutiert.

Meßprinzip

In [1] ist die Beziehung für den Wärmewiderstand abgeleitet worden. Sie lautet:

$$k_T = \frac{T_j - T_p}{P_v} \quad (1)$$

bzw.

$$k = \frac{T_j - T_a}{P_v} \quad (2)$$

Darin bedeuten:

k_T den Wärmewiderstand des Transistors
k den Gesamtwärmewiderstand
T_j die Sperrschichttemperatur
T_p die Oberflächen- bzw. Gehäusetemperatur
T_a die Umgebungstemperatur und
P_v die Verlustleistung

Aus den Gleichungen (1) und (2) ergibt sich, daß für die Bestimmung von k_T bzw. k die Sperrschichttemperatur, die Gehäuse- bzw. Umgebungstemperatur und die Verlustleistung, die den Transistor erwärmt, bekannt sein müssen.
Die Leistung, die dem Transistor in einem bestimmten Arbeitspunkt angeboten wird, läßt sich verhältnismäßig einfach bestimmen, ebenso die Umgebungstemperatur. Schwieriger wird schon die Bestimmung der Sperrschichttemperatur, da sie von außen nicht unmittelbar meßbar ist.
Es sind schon mehrfach Meßanordnungen zur Bestimmung der Sperrschichttemperatur entwickelt worden [2, 3].
Diese Meßprinzipien beruhen im wesentlichen darauf, daß der Transistor durch eine bestimmte Leistung erwärmt wird. Schaltet man die Leistung ab und führt dann eine Messung des Reststromes durch, so kann aus der Größe des Reststromes auf die Sperrschichttemperatur geschlossen werden, wenn man I_{CO} bzw. $I_{CEO} = f(T)$ kennt.
In [4] wurde nun ein Prinzip angegeben, um die Sperrschichttemperatur mit Hilfe von Impulsen zu bestimmen. Dazu wird das Ausgangskennlinienfeld des Transistors in Emitterschaltung benutzt. Man nimmt zunächst bei konstanter Umgebungstemperatur T_{a1} statisch eine Kennlinie im I_C/U_{CE}-Kennlinienfeld auf. Dann wird eine Kennlinie bei impulsmäßiger Aussteuerung aufgenommen, wobei das Tastverhältnis so zu wählen ist, daß dadurch keine Erwärmung der Sperrschicht eintritt, d. h.

$$V_T = \frac{t_i}{T_i} \ll 1 \quad (3)$$

Darin sind:
V_T das Tastverhältnis
t_i die Impulsdauer und
$f_i = \frac{1}{T_i}$ die Impulsfolgefrequenz
In diesem Fall ist dann die Sperrschichttemperatur gleich der Umgebungstemperatur.
Es wird außerdem bei impulsmäßiger Aussteuerung eine Umgebungstemperatur T_{a2} gewählt, wobei die Bedingung

$$T_{a2} > T_{a1} \quad (4)$$

erfüllt sein muß, damit sich im Kennlinienfeld ein Schnittpunkt ergibt. Daraus kann nun die Sperrschichttemperatur bestimmt werden, die das Bauelement hat, wenn die im Schnittpunkt zugeführte Leistung die Sperrschicht erwärmt (Bild 1).

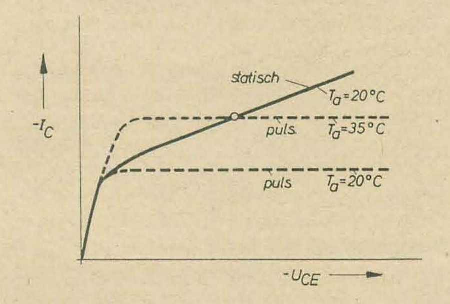


Bild 1: I_C/U_{CE}-Kennlinienfeld zur Erklärung des Meßprinzips

In [4] wird die Basis impulsmäßig angesteuert und der impulsförmige Kollektorstrom gemessen. Es ist aber ratsamer und meßtechnisch vorteilhafter, in die Basis einen Gleichstrom einzuspeisen und die Kollektorspannung impulsförmig zu tasten. Diese Schaltungsart wurde im vorliegenden Fall gewählt. Dann muß der Impulsgenerator eine wesentlich größere Leistung liefern als in [4].

Es wäre aber umständlich, müßte man erst einige Kennlinien aufnehmen, um daraus die Sperrschichttemperatur zu bestimmen. Dieses Prinzip kann noch vereinfacht werden, so daß zur Bestimmung von T_j nur noch zwei Meß- bzw. Arbeitspunkte notwendig sind. Man stellt also bei statischem Betrieb einen Arbeitspunkt ein, d. h. man legt Betriebsspannung, Basisstrom und den Arbeitswiderstand fest (Bild 2). Man erhält den Punkt I. Danach wird die Umgebungstemperatur oder die Oberflächentemperatur gemessen. Bei impulsförmiger Aussteuerung des Kollektors werden dann die gleichen Betriebswerte wie vorher eingestellt. Man erhält den Arbeitspunkt II. Da sich in diesem Fall die Sperrschicht nicht erwärmt, ergibt sich also ein größeres U_{CE}. Wird nun der Transistor in einem Thermostaten erwärmt, so wandert der Arbeitspunkt II zum Arbeitspunkt I, d. h. es kann die Temperatur bestimmt werden, bei der das gleiche U_{CE} erreicht wird wie bei statischem Betrieb. Diese Temperatur ist dann gleich der Sperrschichttemperatur.

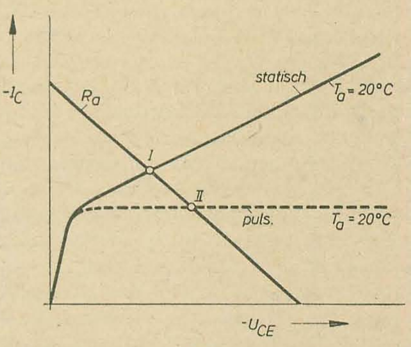


Bild 2: Kennlinien zum angewandten Meßprinzip

Meßvorgang

Anhand der Bilder 2 und 3 soll nun der Meßvorgang beschrieben werden.
Es wird zunächst ein bestimmter Arbeitswiderstand gewählt, der sich am zweckmäßigsten aus dem Kennlinienfeld ergibt. Weiterhin wird eine bestimmte Spannung U_B und ein bestimmter Strom I_B gewählt, d. h. es wird der Arbeitspunkt I festgelegt (Bild 2). Bei allen diesen Messungen befindet sich der Transistor in einem Thermostaten, so daß die Oberflächentemperatur bzw. die Gehäusetemperatur eindeutig zu definieren ist.

Unter den gleichen Betriebsbedingungen, d. h. gleicher Arbeitswiderstand und gleicher Strom I_B, wird dann auf Impulsbetrieb geschaltet und die gleiche Spannung (U_B) wie im vorigen Fall eingestellt. Das Spitzenspannungs-Meßgerät ist umschaltbar, so daß sowohl U_B als auch U_{CE} gemessen werden können. Nach Bild 2 erhält man in diesem Fall den Arbeitspunkt II, da sich ja die Sperrschicht hierbei nicht erwärmt. Man erhält also, wie bereits erwähnt, ein größeres U_{CE} als bei der statischen Messung.

Nun wird der Transistor im Thermostaten erwärmt. Dabei ist zu beobachten, daß U_{CE} kleiner wird, d. h. der Punkt II bewegt sich auf der Arbeitsgeraden zum Punkt I hin. Ist der Punkt I erreicht, wird also die gleiche Spannung U_{CE} erreicht wie im statischen Fall, so wird die Temperatur abgelesen. Da in diesem Fall Umgebungstemperatur gleich Sperrschichttemperatur ist, ist T_j sofort bestimmbar. Es muß in diesem Zusammenhang noch darauf hingewiesen werden, daß bei Impulsbetrieb die Temperatur im Thermostaten nicht zu schnell steigen darf. Jedes Bauelement besitzt eine thermische Zeitkonstante und bei zu raschem Temperaturanstieg würden auch die Meßfehler ansteigen. Weiterhin ist zu beachten, daß bei allen Messungen zuerst der Basisstrom eingestellt werden muß, ohne daß dabei die Kollektorspannung anliegt, da sich sonst bei den Transistoren kleinerer Leistung verschiedene Basisströme einstellen. Beim Anlegen der Kollektorspannung geht nämlich der Basisstrom im statischen Fall zurück, während er bei Impulsbetrieb nicht angezeigt wird, da das Tastverhältnis viel zu klein ist. Dies kann bei Nichtbeachten zu erheblichen Fehlern führen.

Bild 3: Meßschaltung

Praktische Ausführung

Bild 4 zeigt das Blockschaltbild des Meßgerätes und Bild 5 die Gesamtansicht. Das Meßgerät besteht im wesentlichen aus dem Impulsgenerator und dem Spitzenspannungs-Meßgerät sowie den dazugehörenden Stromversorgungen.

Impulsgenerator

Ein freilaufender Multivibrator (AMV) liefert eine Pulsfolgefrequenz von 20 Hz. Diese Impulse werden differenziert und in der nachfolgenden Stufe versteilert. Die dadurch erhaltenen versteilerten Nadelimpulse stoßen einen monostabilen Multivibrator an, der als Pulsformer für die Endstufe arbeitet.

Die Dimensionierung der Endstufe hängt nun von der gewählten Meßschaltung ab. Im vorliegenden Fall liefert die Endstufe etwa 70 V_{ss} an 51 Ω. Das ergibt einen maximalen Impulsstrom von 1,4 A. Die Impulsbreite der im MMV erzeugten Impulse ist regelbar von 0 ··· 500 µs. Die Flankensteilheit spielt keine große Rolle, sie beträgt etwa 4 ··· 5 µs. Viel wichtiger für die Messung ist jedoch der Dachabfall. Er konnte ≦ 2 % gehalten werden.

Spitzenspannungs-Meßgerät

Die Messung der Spannungen erfolgt mit Hilfe eines Spitzenspannungs-Meßgerätes. Die erste Stufe dieses Gerätes ist ein Gleichspannungsverstärker, der die teilweise geringen Spannungen verstärkt und an den Puls- bzw. Zeitdehner liefert.

Das Prinzip des Dehners ist folgendes: Über eine Diode mit hohem Sperrwiderstand wird eine Kapazität aufgeladen, d. h. die Aufladung erfolgt, wenn ein Impuls anliegt, während in der Impulspause eine Entladung stattfindet. Bei einem $V_T \ll 1$ müssen mehrere Stufen hintereinandergeschaltet werden. Im vorliegenden Fall besteht der Zeitdehner aus drei Stufen. Der Fehler, der theoretisch bei dieser Messung entsteht, ist bei einer Impulsbreite von 50 µs ≦ 1 %.

Die Anzeige der durch den Dehner erhaltenen Gleichspannung erfolgt durch einen Differenzverstärker. Die Eichung des gesamten Spitzenspannungs-Meßgerätes kann mit Hilfe einer genau definierten Gleichspannung durchgeführt werden.

Meßgenauigkeit

Die Meßfehler, die bei dieser Meßanordnung entstehen, lassen sich mit maximal ± 7 % angeben.

Bild 4: Blockschaltbild des gesamten Gerätes

Aus Gleichung (1) ergibt sich:

$$k_T = \frac{\Delta T}{P_v} \qquad (5)$$

Damit wird der Gesamtfehler maximal

$$\left|\frac{\Delta k_T}{k_T}\right| = \left|\frac{\Delta(\Delta T)}{\Delta T}\right| + \left|\frac{\Delta P_v}{P_v}\right| \qquad (6)$$

Beide Fehleranteile in Gleichung (6) sind etwa gleich groß und betragen ungefähr 3 %.

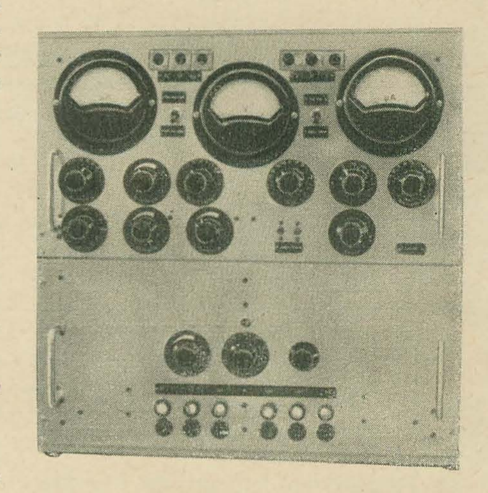


Bild 5: Gesamtansicht des Meßgerätes

Es scheint zunächst, daß der Fehler recht erheblich ist, und man müßte meinen, daß das gewählte Meßprinzip doch nicht ganz brauchbar ist. Dazu ist jedoch zu sagen, daß der Fehler, der durch die Wahl des Tastverhältnisses und durch den Aufbau der Meßschaltung entsteht, kleiner als 2 % ist.

Literatur

[1] K. E. Mortensen: Transistor Junction Temperature as a Function of Time; Proceedings of the I R E, April (1957) S. 504 ··· 513

[2] D. Wagner: Sperrschicht-Temperatur in Transistoren; Diplomarbeit am Institut für Allgemeine Elektrotechnik, Dresden 1958

[3] Beneking: Zur Messung der Betriebstemperatur von Transistoren; AEÜ, Band 11 (1957) S. 504 ··· 507

[4] J. T. Nelson und J. E. Iwersen: Measurement of Internal Temperature Rise of Transistors; Proceedings of the I R E, June (1958) S. 1207 ··· 1215

[5] D. Kaufmann: Aufbau einer Meßeinrichtung zur Untersuchung von Trägheitserscheinungen in Halbleiterdioden; Diplomarbeit am Institut für Allgemeine Elektrotechnik, Dresden 1958

[6] W. Wiedemeyer: Entwicklung und Aufbau eines Impulsgenerators; Diplomarbeit am Institut für Allgemeine Elektrotechnik, Dresden

[7] Millman und Taub: Pulse and Digital Circuits; Mc Graw-Hill Book Comp. Inc.

[8] H. R. Schlegel und A. Nowak: Impulstechnik; Fachbuchverlag Siegfried Schütz, Hannover 1955

[9] H. Frühauf: Hochfrequenztechnik; Lehrbriefe der TH Dresden

[10] Langelüttich: Einführung in die Impulstechnik; FT-Sammlung, Beilage zur Funktechnik, Band 12 (1957) Nr. 3ff.

[11] H. Frühauf: Schwachstrom-Meßtechnik; Lehrbriefe der TH Dresden

Messungen an unverkappten Transistoren

Dipl.-Phys. U. TARNICK und Ing. W. DENDA

Mitteilung aus dem VEB Halbleiterwerk Frankfurt (Oder)

Zweck der Messungen

Vor dem Verkappen der Transistoren wird die Kristalloberfläche durch elektrolytisches Ätzen gereinigt. Die Ringzone um die Kollektor- oder Emitterperle herum ist besonders kritisch, da hier durch Verschmutzungen die Sperrschicht zwischen der Metallperle und dem Kristall überbrückt werden kann (Bild 1). Nach dem Ätzen wird mehrfach gespült und getrocknet.

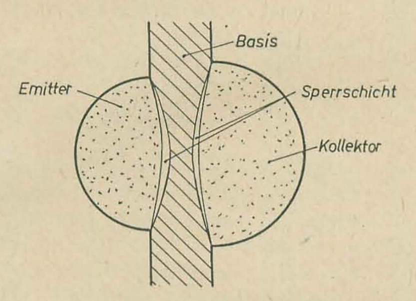


Bild 1: Schnitt durch einen legierten Kristall

In der anschließenden Schutzgasstraße, in der auch verkappt wird, werden die Transistoren einer elektrischen Prüfung unterzogen, um den Ätzerfolg zu beurteilen. Verschmutzte oder feuchte Kristalle fallen hier aus. Es zeigen sich bei diesen Messungen ferner zu große Toleranzen in der Plättchendicke.

Diese sogenannte Vormessung gibt schon Aufschluß über die zu erwartende Ausbeute.

Gemessene Größen

Beim Vormessen werden nur statische Größen gemessen, und zwar die Restströme $-I_{CBO}$ und $-I_{CEO}$, die Großsignalverstärkung $\bar{\beta}$, die maximale Emitterspannung $-U_{EBmax}$ und die maximale Kollektorspannung $-U_{CEmax}$. Die Meßbedingungen für die Transistoren OC 824 ··· 829 sind dabei folgende:

gemessene Größe	Arbeitspunkt	Bedingung für Ausschuß
$-I_{CBO}$	$-U_{CB} = 6$ V, $I_E = 0$	$-I_{CBO} \geqq 15\,\mu$A
$-I_{CEO}$	$-U_{CE} = 6$ V, $-I_B = 0$	$-I_{CEO} \geqq 1$ mA
$\bar{\beta}$	$-U_{CE} = 6$ V, $-I_B = 0{,}5$ mA	$-I_C \leqq 4$ mA
$-U_{EBmax}$	$-U_{EB} = 10$ V, $-I_C = 0$	$I_E \geqq 100\,\mu$A
$-U_{CEmax}$	$-U_{CE} = 20$ V, $R_{BE} = 1$ kΩ	$-I_C \geqq 250\,\mu$A

Meßmethoden

Die älteren Vormeßplätze sind mit einer Meßklammer ausgestattet, in die der Prüfling eingeführt wird. Da die Transistoren beim Vormessen noch nicht verkappt sind und besonders die Restströme stark lichtabhängig sind, ist die Meßklammer mit einer Lichtschutzklappe versehen, die während der Messungen zu schließen ist. Jetzt wird der zu prüfende Transistor durch Kellogschalter oder durch einen motorgetriebenen Walzenschalter nacheinander an die fünf Meßschaltungen gelegt. Die Meßschaltungen bestehen aus geeignet dimensionierten Spannungs- oder Stromquellen, an die der Prüfling angeschlossen wird. Die jeweilige Meßgröße wird an einem entsprechenden Instrument an der Frontplatte des Gerätes angezeigt. Der zulässige Grenzwert ist durch eine Marke auf der Skala angegeben. Bei den Messungen wird lediglich beobachtet, ob der Zeiger des Instruments den zulässigen Grenzwert übersteigt oder nicht.

Durch geeignete Eichwiderstände, die anstelle des Prüflings in die Meßschaltungen gelegt werden können, läßt sich das Gerät überprüfen und nacheichen.

Da beim Vormessen nur eine „ja-nein-Aussage" gewonnen werden soll, genügt es, wenn nur die Grenzwerte der gemessenen Größen, durch den Eichvorgang erzwungen, richtig angezeigt werden; darüber oder darunter ist eine richtige Anzeige der Meßgröße nicht erforderlich.

Vormeßautomat

Um eine höhere Produktivität am Vormeßplatz zu erreichen, wurde im VEB HWF für die runde Bauform (OC 824 ··· 829) ein Automat gebaut. Das Blockschaltbild zeigt Bild 2.

Die Prüflinge $T_{1 \cdots 10}$ stecken in einem Magazin. Das Magazin wird in eine Kontaktiervorrichtung im Schutzgaskasten eingespannt. Um die unverkappten Transistoren vor Lichteinwirkung zu schützen, wird über dem Magazin eine Lichtschutzklappe geschlossen. Mit dieser Klappe ist eine Startvorrichtung gekoppelt, die beim Schließen der Klappe automatisch einen Impulsgeber im Meßautomaten auslöst. Der Impulsgeber schaltet im Takt von 0,7 s einen Drehwähler DW_2, der den jeweils zu prüfenden Transistor nacheinander an die fünf Meßschaltungen $-I_{CBO}$, $-I_{CEO}$, $\bar{\beta}$, $-U_{EBmax}$ und $-U_{CEmax}$ legt. Nach Ablauf der fünf Messungen läuft der Drehwähler DW_1 einen Schritt weiter und führt den nächsten Prüfling den Messungen zu.

Wenn alle zehn Transistoren durchgemessen sind, DW_1 also einen Umlauf beendet hat, bleibt die Automatik stehen, und das Magazin kann nach Öffnen der Lichtschutzklappe entnommen und durch ein anderes ersetzt werden.

Fällt ein Prüfling bei einer der fünf Messungen aus, so wird dieser Fehler durch die zu dieser Messung gehörenden Zählwerke ZW_1, ZW_2, ZW_3, ZW_4 bzw. ZW_5 registriert.

Außerdem wird ein dem fehlerhaften Transistor zugeordnetes Selbsthalterelais ($R_{1 \cdots 10}$) erregt. Dieses wiederum bringt eine Anzeigelampe ($L_{1 \cdots 10}$) zum Aufleuchten, die sich an der Kontaktiervorrichtung unmittelbar über dem betreffenden Prüfling befindet. Nach Beendigung der Messungen bleiben diese Lampen, die die fehlerhaften Transistoren bezeichnen, auch nach dem Öffnen der Lichtschutzklappe brennen, so daß diese Transistoren entfernt werden können. Erst nach Betätigung der Startvorrichtung vor der nächsten Meßreihe werden die Ausschußrelais in ihre Ausgangsstellung zurückgebracht und die Anzeigelampen verlöschen.

Das Zählwerk ZW_6 wird unmittelbar vom Impulsgeber betrieben und zählt die Gesamtzahl der gemessenen Transistoren, so daß diese sechs Zählwerke zusammen eine genaue Fehlerstatistik ermöglichen.

Bei allen fünf Meßarten soll ein Strom gemessen werden, der einen bestimmten Grenzwert nicht überschreiten, bei der $\bar{\beta}$-Messung nicht unterschreiten darf.

Bei den Meßschaltungen für Restströme und Sperrspannungen (Bild 3a) wird das Eichpotentiometer P beim Eichvorgang so eingestellt, daß der Kollektorstrom durch den Transistor T der Meßschaltung bei schlechten, d. h. zu niederohmigen Meßobjekten oberhalb 200 μA liegt und das Relais R bei diesen Strömen anzieht. Das Relais R steuert dann die weiteren Vorgänge (Ausschußzählwerk, Selbsthalterelais). Bei hochohmigen Prüf-

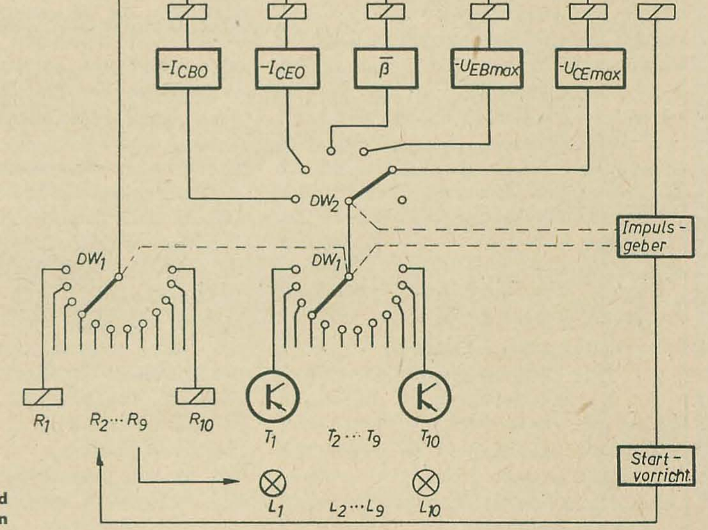
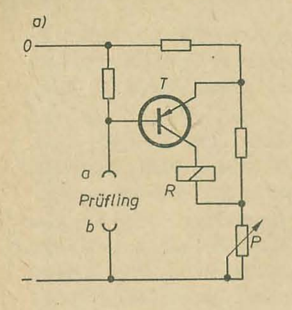


Bild 2: Blockschaltbild des Vormeßautomaten



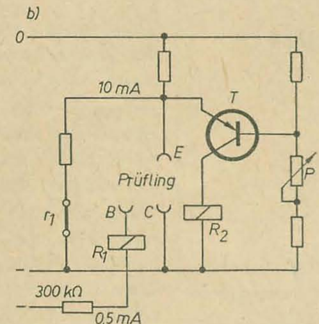


Bild 3: a) Meßprinzip für Restströme und Sperrspannungen (dabei liegen an a und b bei den einzelnen Messungen folgende Transistoranschlüsse: $-I_{CBO}$ = a — B, b — C; $-I_{CEO}$ = a — E, b — C; $-U_{EBmax}$ = a — B, b — E; $-U_{CEmax}$ = a — E, b — C); b) Meßprinzip für Großsignalverstärkung

lingen wird der Transistor T der Meßbrücke gesperrt.
Bei der Messung der Großsignalverstärkung muß der Prüfling möglichst niederohmig sein. Daher liegt der Transistor T umgekehrt in der Meßbrücke (Bild 3b). Damit nun bei Fehlen eines Meßobjekts nicht Ausschuß angezeigt wird, liegt anstelle des Prüflings ständig ein Widerstand in der Schaltung, der einen Strom von etwa 10 mA fließen läßt. Die Schaltung reagiert darauf wie bei einem Meßobjekt mit hoher Stromverstärkung. Erst bei einem wirklichen Meßvorgang wird dieser Hilfsstromkreis durch das Relais R_1 unterbrochen, das vom Basisstrom des Prüflings betätigt wird. Bei der Basiseinströmung handelt es sich um eine konstante Stromeinspeisung von 0,5 mA. Das Potentiometer P muß beim Eichvorgang, wobei r_1 geöffnet und anstelle des Prüflings ein Eichwiderstand eingeschaltet wird, so eingestellt werden, daß bei schlechten, d. h. zu hochohmigen Meßobjekten der Kollektorstrom durch den Transistor T der Meßbrücke oberhalb 200 μA liegt. Die übrigen Vorgänge im Falle eines Ausschusses sind hier die gleichen wie bei den anderen Meßschaltungen.
Die Kontaktiervorrichtung, die mit vier Magazinen gleichzeitig bestückt werden kann, befindet sich im Schutzgaskasten hinter dem Trockentunnel, während die zugehörigen vier Meßeinschübe in einem gemeinsamen Gestell unterhalb des Schutzgaskastens untergebracht sind. Die Verbindung zwischen diesem Gestell mit den Meßeinschüben und der Kontaktiervorrichtung erfolgt über Messerstecker.

Lassen sich Transistoren mit stabilen Eigenschaften herstellen?

Ein äußerst wichtiges Problem bei der Herstellung von Transistoren ist ihre Stabilität, d. h., daß ihre Eigenschaften und ihre elektrischen Kenndaten sich nicht verändern. Es ist bekannt, daß äußere Einflüsse auf den pn-Übergang die Kenndaten und die Eigenschaften wesentlich beeinflussen. Diese Vorgänge an der Oberfläche zu untersuchen und sie technologisch zu beherrschen, ist eine der wichtigsten und schwierigsten Aufgaben in der Transistorentwicklung. Nur wenn es gelingt, stabile Oberflächenzustände zu erzielen, können Transistoren mit stabilen Eigenschaften zu erwarten sein.
Um Transistoren in ihren elektrischen Eigenschaften zu stabilisieren, wurden unter anderem im Forschungslabor Philips Eindhoven von J. J. A. Ploos van Amstel Versuche durchgeführt, über deren Ergebnisse im nachfolgenden Beitrag ausführlich berichtet wird [1]. Es handelt sich dabei um Stabilisierungsmethoden für pnp- und npn-Germaniumtransistoren für niedrige Frequenzen, die nach dem Legierungsverfahren hergestellt sind.

Der Oberflächeneinfluß

Ursprünglich wurde von Flächentransistoren erwartet, daß sich ihre Eigenschaften nur sehr wenig verändern würden und daß sie bei sachkundiger Anwendung eine nahezu unbeschränkte Lebensdauer besitzen. Im Zuge der Halbleiterentwicklung stellte man aber fest, daß die Oberflächenschicht der Ringzone um die Emitter- und Kollektorperlen nicht nur schwer kontrollierbare Abhängigkeiten von Spannung und Temperatur besitzt, sondern auch irreversiblen Änderungen unterworfen ist, die sowohl im Betrieb als auch beim Lagern des Transistors dessen Kennwerte verändern. Es muß dafür gesorgt werden, daß an den Stellen, wo die pn-Übergänge die Oberfläche erreichen, keine Oberflächenschicht besteht, so daß keine unerwünschte Verbindung zwischen den p- und den n-Gebieten entsteht. Bei der Transistorfertigung ist daher das Reinätzen der Außenoberfläche immer einer der normalen Arbeitsgänge. Es zeigte sich jedoch, daß auch nach dem Ätzen der Oberfläche durch äußere Einflüsse eine Beeinflussung der Transistoreigenschaften ausgeübt wurde, die meistens mit dem Zustand der Umgebungsatmosphäre zusammenhing. Man suchte eine Verbesserung dadurch zu erzielen, daß man die Transistoren hermetisch abschloß. Dies erwies sich jedoch als ziemlich wirkungslos. Bei Lebensdauerversuchen änderten sich die Transistorkenngrößen, vor allem der Stromverstärkungsfaktor, weiterhin.
Es wurden in vielen Laboratorien die Untersuchungen der Halbleiteroberfläche experimentell und theoretisch begonnen. Die Forschungsziele waren also, daß gute Transistoren im Laufe der Zeit ihre Eigenschaften nicht veränderten.
Daß die Oberfläche einen großen Einfluß auf die Transistorkenndaten ausübt, erklärt sich daraus, daß an der Oberfläche eine Rekombination von Löchern und Elektronen auftritt, deren Ausmaß stark von dem Zustand dieser Oberfläche abhängt.
Zur näheren Erläuterung soll ein pnp-Transistor betrachtet werden. Hier injiziert der Emitter Löcher in die Basis, während zum Kollektor hin Löcher aus der Basis abgezogen werden. Tritt nirgends in der Basis Rekombination auf, werden alle injizierten Löcher zum Kollektor hin verschwinden und so zum Kollektorstrom beitragen. Dies ist ein erstrebenswerter Zustand. Verschwinden in der Basis jedoch Löcher dadurch, daß sie mit Elektronen rekombinieren, dann sind diese Löcher für den Kollektorstrom verloren. Dieser sogenannte Basisverlust ist eine der beiden Ursachen dafür, daß das Verhältnis von Kollektor- zu Emitterstrom, der sogenannte Stromverstärkungsfaktor α, kleiner ist als Eins. Es zeigte sich, daß bei Legierungstransistoren der Basisverlust zu einem erheblichen Teil eine Folge der Rekombination an der Oberfläche ist. Deshalb haben Änderungen in der Rekombinationsgeschwindigkeit an der Oberfläche großen Einfluß auf den Basisverlust und damit auf das Verhalten des Transistors.
Um einen stabilen Transistor herzustellen, sollte die Oberfläche eine solche Behandlung erfahren, daß die Rekombinationsgeschwin-

digkeit unempfindlich für Einflüsse von außen wird. Es muß also für eine geeignete Atmosphäre um den Transistor gesorgt werden. Dies ist jedoch nur dann möglich, wenn der Transistor in einer hermetisch geschlossenen Umhüllung untergebracht wird. Daß hermetisches Einkapseln nicht ausreicht, soll noch erläutert werden. Es hat sich herausgestellt, daß bestimmte Stoffe die Rekombinationsgeschwindigkeit an der Oberfläche nicht nur auf einen annehmbaren Wert beschränken, sondern diesen außerdem konstant halten, vorausgesetzt, daß diese Stoffe in der richtigen Weise innerhalb der Umhüllung untergebracht werden. Dabei sind zwei besonders günstige Vertreter dieser Stoffe zu nennen, nämlich Wasser und Arsen.

Eine empfindliche Indikation für den Basisverlust und auch für die Rekombinationsgeschwindigkeit in Oberflächennähe ist das Verhältnis von Kollektor- zu Basisstrom. Diesen Stromverstärkungsfaktor bezeichnet man mit α', zur Unterscheidung von dem früher genannten α, das das Verhältnis von Kollektor- zu Emitterstrom darstellt. Zwischen α und α' besteht der Zusammenhang

$$\alpha' = \frac{\alpha}{1-\alpha},$$

der unmittelbar aus der Tatsache folgt, daß die Summe von Emitter-, Basis- und Kollektorstrom Null ist.

Da α wenig kleiner als Eins ist, ändert sich α' viel stärker als α. Um den Einfluß der verschiedenen Maßnahmen auf die Oberfläche zu beurteilen, wurde daher stets α' gemessen.

Wasser als Stabilisierungsmittel

Die Rekombinationsgeschwindigkeit in Oberflächennähe hängt von der Besetzung der Oberfläche mit Wasser ab [2]. Bei einer völlig trockenen Oberfläche ist die Rekombinationsgeschwindigkeit groß und α' dementsprechend klein. Mit zunehmender Besetzung mit Wasser nimmt die Rekombinationsgeschwindigkeit an der Oberfläche ab und α' nimmt also zu. Die Änderungen von α', die man bei Transistoren beobachtete, werden daher zu einem großen Teil durch Veränderungen in der Wasserbesetzung der Oberflächen verursacht. Auch bei hermetisch eingekapselten Transistoren werden bei Temperaturänderungen Veränderungen in dieser Wasserbesetzung auftreten. Das Wandern der Wassermoleküle kann so träge verlaufen, daß man nicht erwarten darf, bei derselben Temperatur auch immer denselben Wert von α' zu finden.

Um diesen unerwünschten Wassereinfluß auszuschalten, muß man also dafür sorgen, daß überhaupt kein Wasser innerhalb der Transistorumhüllung vorhanden ist. Dieses angewendete Verfahren hat jedoch den Nachteil, daß man Transistoren mit einem niedrigen α' erhält.

Wie bereits erwähnt, nimmt die Rekombinationsgeschwindigkeit an der Oberfläche ab, wenn die Wasserbesetzung zunimmt. Bei konstanter Temperatur wird sich innerhalb der Transistorumhüllung ein Gleichgewicht zwischen der Wasserbesetzung und dem Wasserdampfdruck einstellen. Je höher der Wasserdampfdruck, umso dichter ist die Wasserbesetzung und damit auch α'. Der Wasserdampfdruck darf aber nicht zu groß werden, denn wenn die Oberfläche zu feucht wird, treten störende Erscheinungen auf, da dann Ionenströme an der Oberfläche zu fließen beginnen. Dies äußert sich z. B. darin, daß die mit Wechselspannung aufgenommenen Strom-Spannungskennlinien der pn-Übergänge „Schleifen" zeigen. Es ist bekannt, daß bei einer dichten Wasserbesetzung die Rekombinationsgeschwindigkeit an der Oberfläche weniger empfindlich gegen Besetzungsschwankungen wird. Dadurch wird die Kurve, die α' als Funktion des Wasserdampfdrucks angibt, bei konstanter Temperatur allmählich flacher werden (Bild 1). Die Abflachung zeigt, daß die Rekombination an der Oberfläche also allmählich an Bedeutung verliert im Vergleich zu den anderen Faktoren, die α' bestimmen (Rekombination im Innern der Basis und der Emitterverlust). In Luft, bei Zimmertemperatur mit einer relativen Feuchtigkeit von etwa 60%, stellt sich im allgemeinen eine günstige Wasserbesetzung ein, d. h. daß dann α' groß und wenig abhängig von Schwankungen des Wasserdampfdrucks ist.

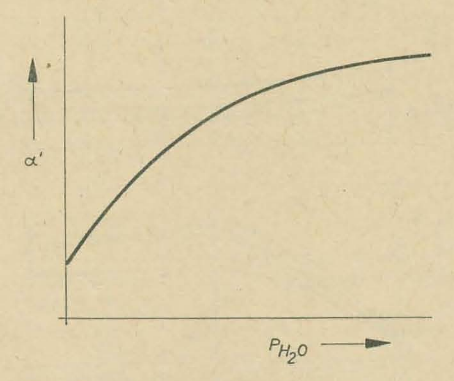


Bild 1: Der Stromverstärkungsfaktor α' in Abhängigkeit vom Wasserdampfdruck

Stabilisierung mittels Wasserdampfpuffer

Aus den bisherigen Ausführungen folgt, daß man, um einen stabilen Transistor zu erhalten, in seine Umhüllung eine Substanz einschließen muß, die den Wasserdampfdruck auf einen günstigen Wert festlegt. Diese Substanz nennt man Stabilisator. Sie wirkt als „Puffer" für den Wasserdampfdruck. Der Stabilisator muß bei allen Temperaturen einen günstigen Wasserdampfdruck erzeugen. Steigt die Temperatur, so wird der Wasserdampfdruck in bestimmter Weise zunehmen müssen, um die bestehende Wasserbesetzung aufrecht zu erhalten. Trägt man in einem Diagramm horizontal die Temperatur und vertikal den Wasserdampfdruck auf, ergibt sich das schraffierte Gebiet günstiger Kombinationen von Temperaturen und Wasserdampfdrücken (Bild 2). An den Stabilisator wird die Forderung gestellt, daß sein Wasserdampfdruck als Funktion der Temperatur eine Kurve liefert, die für das ganze Temperaturintervall, das für den Transistor in Frage kommt, in dieses günstige Gebiet fällt.

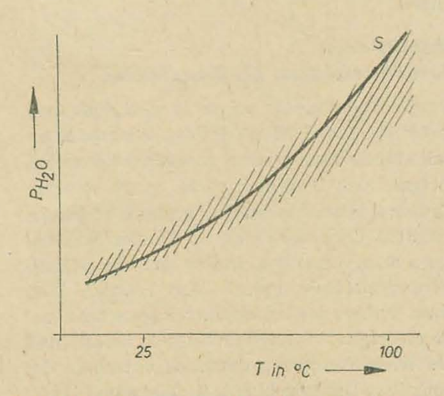


Bild 2: Der Wasserdampfdruck des stabilisierten Puffers in Abhängigkeit von der Temperatur

Da die Wasserbesetzung im Prinzip konstant gehalten wird, werden Trägheitserscheinungen als Folge von Veränderungen dieser Besetzung nicht mehr auftreten.

Experimente zur Stabilisierung mit einem Wasserdampfpuffer

Transistoren werden in verschiedenartigen Gehäusen eingesetzt. Die Abmessungen der Gehäuse sind groß gegenüber den Abmessungen des Transistorkristalls. Dies ist notwendig, damit der Kristall nicht durch die beim Einsetzen entstehende Wärme der Einschmelzstelle beschädigt wird. Zum weiteren Schutz des Kristalls ist das Gehäuse mit einer Substanz gefüllt. Hochvakuum-Silikonfett ist ein geeigneter und viel verwendeter Füllstoff.

Wie bereits erwähnt, erhält man stabile Transistoren dadurch, daß man innerhalb der Umhüllung einen Puffer anbringt, der dafür sorgt, daß der Wasserdampfdruck im Innern der Umhüllung bei jeder Temperatur einen günstigen Wert hat. Silikonfett, daß etwas Feuchtigkeit dadurch aufgenommen hat, daß es z. B. 24 Stunden lang Luft mit einer relativen Feuchtigkeit von 30% ausgesetzt gewesen ist, erfüllt diese Aufgabe recht befriedigend. Aus Bild 3 geht hervor, daß Transistoren mit einer Füllung von trockenem Silikonfett bereits unmittelbar nach dem Einschmelzen niedrige Werte von α' zeigen, die außerdem in einigen Wochen noch erheblich sinken. Die Transistoroberfläche verliert hier allmählich Wasser. Bei einer Füllung mit feuchtem Silikonfett ist α' nicht nur viel größer, sondern bleibt darüber hinaus ziemlich konstant. Bei den Versuchen betrug die Umgebungstemperatur 50 °C; die Transistoren wurden mit 50 mW belastet. Die Temperatur des Transistorkristalls betrug dabei 85 °C. Es handelt sich hier um pnp-Transistoren, die elektrolytisch mit KOH geätzt wurden. Die

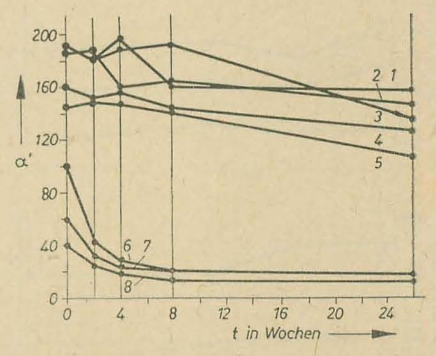


Bild 3: Beispiele für der Verlauf des Stromverstärkungsfaktors in Abhängigkeit von der Zeit nach dem Einschmelzen eines Transistors in seinem Gehäuse. Die Kurven 1 ··· 5 beziehen sich auf einen Füllstoff aus feuchtem Silikonfett, die Kurven 6 bis 8 auf einen Füllstoff aus trockenem Silikonfett

anschließende α'-Messung wurde dann bei Zimmertemperatur durchgeführt.
Es wurde mit Transistoren experimentiert, deren Gehäuse neben dem Silikonfett noch einen besonderen Stoff als Wasserdampfpuffer enthielten. Der Puffer ist durch einen porösen Pfropfen vom Silikonfett getrennt oder mit dem Fett vermengt. Die Bilder 4a, b, c und d zeigen Beispiele für die günstige Wirkung einiger dieser Puffersubstanzen. Bei diesen Versuchen betrug die Umgebungstemperatur 50 °C und die Transistorbelastung 50 mW. Die Temperatur des Transistorkristalls war 85 °C. Die Beispiele betreffen pnp-Transistoren, die elektrolytisch mit KOH geätzt wurden. Die Bilder 5a und b beziehen sich auf Transistoren, die kein Silikonfett, sondern nur etwas feuchten Sand oder Silikagel enthalten. Diese Stoffe dienten gleichzeitig als Füllstoff und als Puffer. Die beiden letzten Beispiele unterstützen die Hypothese, daß es hauptsächlich die Feuchtigkeit im Innern der Transistorumhüllung ist, die das Verhalten des Transistors bestimmt, und nicht das Silikonfett oder die Kombination von Wasser und Silikonfett. Bei diesen Versuchen betrug die Umgebungstemperatur 50 °C und die Transistorbelastung 50 mW. Die Temperatur des Transistorkristalls betrug 85 °C. Die Messung von α' wurde bei Zimmertemperatur vorgenommen. Die Beispiele betreffen ebenfalls pnp-Transistoren, die elektrolytisch mit KOH geätzt worden waren. Im Bild 5b fällt auf, daß α' während der ersten Wochen stark zunimmt und erst danach ziemlich konstant wird. Man schreibt dies dem Umstand zu, daß der Transistor beim Einschmelzen in sein Gehäuse Wasser verliert. Durch Wärmeleitung über die Elektroden wird nämlich der Transistorkristall beim Einschmelzen ziemlich heiß, während die Umgebung kühl gehalten wird, so daß der Wasserdampfdruck niedrig bleibt.

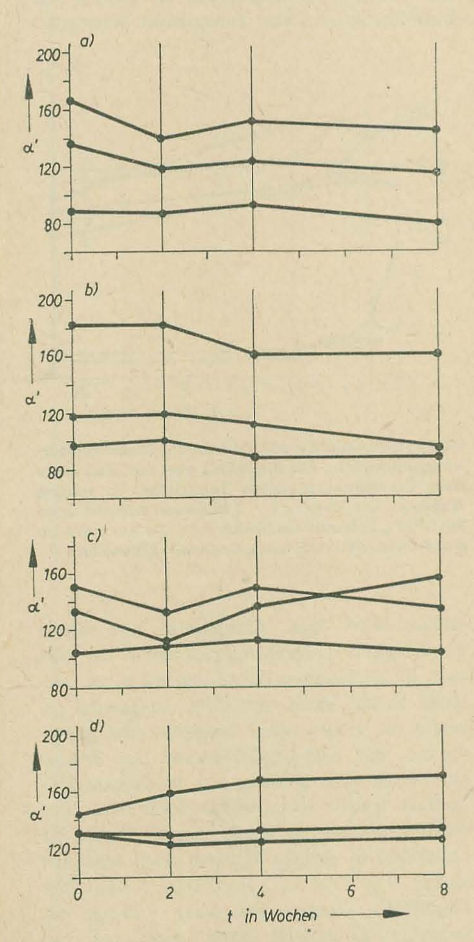


Bild 4: Beispiele für das Verhalten von Transistoren mit einem in das Gehäuse untergebrachten Puffer für den Wasserdampfdruck als Stabilisator
a) $BaCl_2 \cdot 2$ aq, vom Silikonfett getrennt
b) $KSO_4 \cdot NiSO \cdot 6$ aq, vom Silikonfett getrennt
c) $KSO_4 \cdot Al_2(SO_4)_3 \cdot 6$ aq, mit Silikonfett vermischt
d) Borsäure, mit Silikonfett vermischt

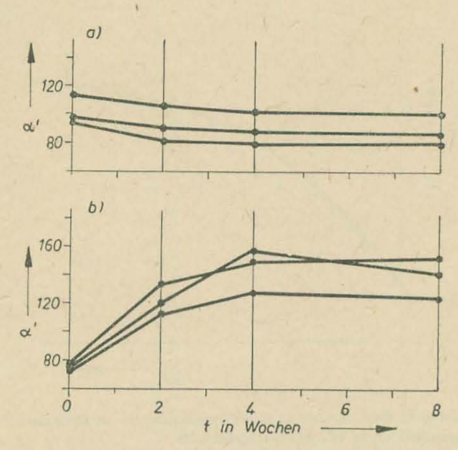


Bild 5: Beispiele für das Verhalten von Transistoren mit einem in das Gehäuse untergebrachten Puffer für den Wasserdampfdruck als Stabilisator
a) etwas feuchter Sand, der zugleich als Füllstoff dient;
b) Silikagel, das zugleich als Füllstoff dient

Nach dem Einschmelzen kann man also ein kleines α' erwarten. Die Wasserbesetzung ist nun nicht im Gleichgewicht mit dem vom Puffer gelieferten Wasserdampfdruck, das Gleichgewicht stellt sich bei Zimmertemperatur äußerst langsam ein. Belastet man den Transistor, so steigt seine Temperatur und die Wiederherstellung des Gleichgewichtes wird beschleunigt, was sich in einem Anstieg von α' äußert. Hält man den Transistor einige Tage auf einer Temperatur von 100 °C, dann hat α' meistens bereits seinen Endwert erreicht. Bei den Transistoren, auf die sich Bild 5b bezieht, ist diese vorangehende Wärmebehandlung bei 100 °C unterblieben.
Man darf nicht, um eine noch schnellere Einstellung der günstigen Wasserbesetzung zu erreichen, die Temperatur über 100 °C steigern. Die Erfahrung zeigte, daß höhere Temperaturen, zusammen mit dem hohen Wasserdampfdruck, den die Puffer dann liefern, der Germaniumoberfläche einen nicht wiederherstellbaren Schaden zufügen. Nur eine wiederholte Ätzung kann den Transistor dann retten.

Stabilisieren durch Formieren der Oberfläche

Durch Experimente zeigte es sich, daß man mit Hilfe eines Puffers für Wasserdampf ziemlich stabile Transistoren herstellen kann. Bei fortgesetzter Prüfung, z. B. nach einigen Tausend Betriebsstunden, beginnt α' jedoch meistens doch abzunehmen. Diesen Nachteil kann man vermeiden, indem man die Stabilisierungsmethode ändert. Man benutzt dann einen Puffer, der bei Zimmertemperatur einen so niedrigen Wasserdampfdruck liefert, daß die Wasserbesetzung erheblich unterhalb des günstigen Gebietes bleibt. (Gebiet a im Bild 6.) Ein Transistor, der mit einem derartigen Puffer versehen ist, hat daher ein kleines α', solange er nicht eine Spezialbehandlung erfährt. Sie besteht in einer einige Tage dauernden Wärmebehandlung bei 140 °C. Man kann sich vorstellen, daß bei 140 °C der Wasserdampfdruck des Puffers soweit gestiegen ist, daß das günstige Gebiet erreicht wird. Während der Wärmebehandlung erfolgt eine Art Formierung der Oberfläche [3]. Man stellt sich also vor, daß für die formierte Oberfläche das Gebiet günstiger Kombinationen von Temperatur und Wasserdampfdruck derart verschoben ist, daß die Kurve für den Wasserdampfdruck des Puffers jetzt vollständig in das günstige Gebiet fällt (Bild 6). Die Kurve S ergibt sich aus dem von der Puffersubstanz gelieferten Wasserdampfdruck. Das Gebiet a ist der Bereich von Druck- und Temperatur, der einer günstigen Wasserbesetzung der nicht formierten Germaniumoberfläche entspricht. Beim Formieren — längere Wärmebehandlung bei 140 °C — geht dieses Gebiet in Gebiet b über.

Experimente zum Stabilisieren durch Formieren der Oberfläche

Sollen also Transistoren durch Formieren stabilisiert werden, muß man einen Wasserdampfpuffer hinzufügen, der einen geringeren Wasserdampfdruck liefert, als für die normale Stabilisierung erforderlich ist. Gute Erfolge wurden mit Transistorfüllungen aus Silikonfett erzielt. Das Silikonfett wurde mit etwas Borsäure vermischt, die durch Trocknung auf einen günstigen (niedrigen) Wassergehalt gebracht wurde. Formiert man die in ihren Kolben eingeschmolzenen Transistoren, indem man sie drei Tage lang auf einer Temperatur von 140 °C hält, so entstehen stabile Transistoren mit Eigenschaften, die in jeder Hinsicht günstig sind. Bild 7 zeigt die Stabilität von α' bei Dauerversuchen unter Belastung. Der Stabilisator bestand aus 5% vorgetrockneter Borsäure mit Silikonfett vermischt. Die Transistorbelastung betrug 50 mW und die Umgebungstemperatur 50 °C. Bild 8 zeigt α' als Funktion der Zeit, wenn der Transistor bei 100 °C gehalten wird. Der Stabilisator bestand hierbei ebenfalls aus 5% vorgetrockneter Borsäure mit Silikonfett vermischt. α' wurde jeweils bei Zimmertemperatur gemessen. Es ist sehr wichtig, daß der Formierungsprozeß genügend lange fortge-

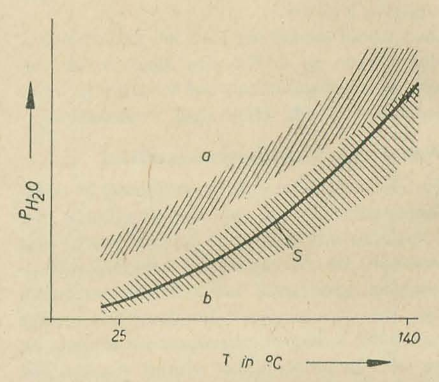


Bild 6: Schematische Darstellung einer Arbeitshypothese bezüglich des Stabilisierungsprozesses durch Formierung, wobei als Stabilitator ein Wasserdampfpuffer benutzt wird, der einen niedrigen Wasserdampfdruck liefert

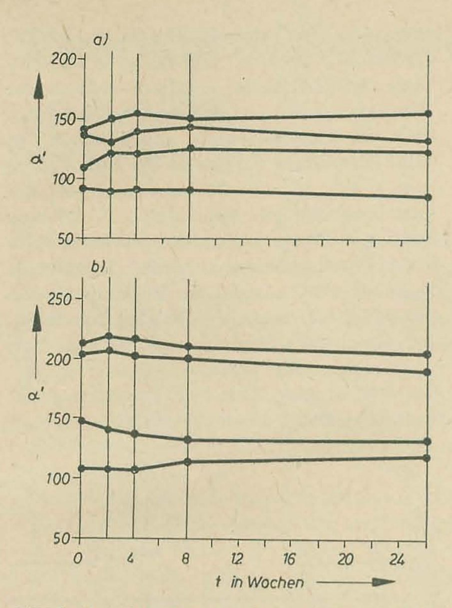


Bild 7: Beispiele für das Verhalten von α' bei Dauerversuchen von Transistoren, die durch Formierung bei 140 °C stabilisiert wurden
a) pnp-Transistoren; b) npn-Transistoren

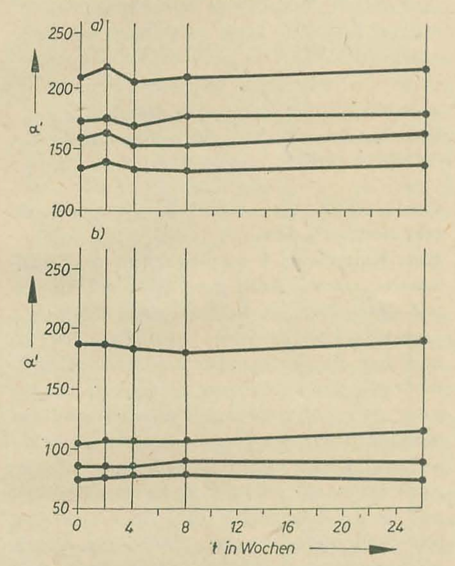


Bild 8: Beispiele für das Verhalten von α', wenn durch Formierung stabilisierte Transistoren auf 100 °C gehalten werden
a) pnp-Transistoren; b) npn-Transistoren

setzt wird. Aus Bild 9 geht hervor, daß α' unmittelbar nach dem Einschmelzen im Gehäuse ganz erwartungsgemäß einen geringen Wert hat. Nach der Wärmebehandlung bei 140 °C für die Dauer eines Tages ist α' erheblich gestiegen. Bereits nach eintägigem Aufbewahren bei Zimmertemperatur ist α' jedoch wieder stark gesunken. Die Formierung war nicht vollständig. Nach längerer Wärmebehandlung bei 140 °C (hier 6 Tage) geht jedoch die erhaltene Verbesserung von α' nicht mehr verloren. Viel länger darf man die Formierung jedoch nicht fortsetzen, da dann α' wieder abnimmt.

Es zeigte sich, daß man länger formieren oder die Formierungstemperatur höher wählen muß, je niedriger die Dampfdruckkurve des Puffers liegt. Zur Veranschaulichung wurden die Kurven im Bild 10 aufgenommen. Sie beziehen sich auf einen Transistor, dessen Gehäuse eine Füllung aus Silikonfett mit etwas Borsäure hatte, die stärker getrocknet wurde, als in den bereits erwähnten Fällen. In der Praxis wird man das Silikonfett-Borsäuregemisch so wählen, daß die Formierung auf eine Wärmebehandlung bei 140 °C von einigen Tagen Dauer beschränkt bleiben kann. Eine höhere Temperatur soll man möglichst vermeiden, da bereits bei etwa 155 °C das Indium von Kollektor und Emitter schmilzt.

Bei dem beschriebenen Stabilisierungsverfahren mit Formierung in einem Silikonfett-Borsäuregemisch werden nicht nur hohe und stabile Werte von α' erhalten, sondern es ergeben sich für andere wichtige Transistorgrößen gleichzeitig günstige Werte (Tabelle). So sind die Sättigungsrestströme der pn-Übergänge klein und konstant. Aus der Tabelle geht hervor, daß auch das Rauschen bei den formierten Transistoren einen günstigen Wert hat. Tatsächlich treten hier nahezu die niedrigsten Rauschzahlen auf, die man bisher an Transistoren gemessen hat.

Zu erwähnen wäre noch, daß das Formieren auch auf die I_E—U_{EB}-Kennlinie ziemlich großen Einfluß hat (Bild 11). Bei pnp-Transistoren sind nach dem Formieren die Durchschlagspannungen der beiden pn-Übergänge meistens 20 ··· 30 % niedriger als vorher. Bei npn-Transistoren bleiben die Durchschlagspannungen nahezu unverändert.

Trocknen von Transistoren

Um den Einfluß des Wasserdampfes auf Transistoren zu unterbinden, wurden Transistoren einem Trocknungsprozeß unterworfen und die Veränderung von α' während dieses Prozesses verfolgt. Das Trocknen geschah sowohl im Vakuum als auch an Luft. Um den Transistor im Vakuum zu trocknen, wird er in ein ziemlich großes Glasrohr eingeschmolzen. Dabei liegt die Einschmelzstelle der Zuführungsdrähte soweit vom Transistor entfernt, daß er vom Einschmelzvorgang nicht beeinflußt wird. Evakuiert man das Glasrohr bei Zimmertemperatur, so sinkt α' langsam; auch nach tagelangem Pumpen wird noch kein Endwert erreicht. Pumpt man bei erhöhter Temperatur, z. B. bei 100 °C, so sinkt α' schneller, ohne auch hier nach einigen Tagen einen Endwert zu erreichen. Bei 140 °C ist jedoch nach sechs Stunden α' gewöhnlich auf einen Endwert gesunken, der 10 ··· 15 % des Ausgangswertes beträgt.

Die Geschwindigkeit, mit der α' abnimmt, hängt von der Vorbehandlung des Transistors ab, vor allem von der Ätzbehandlung. So zeigen Transistoren, die elektrolytisch mit

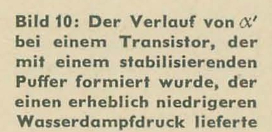
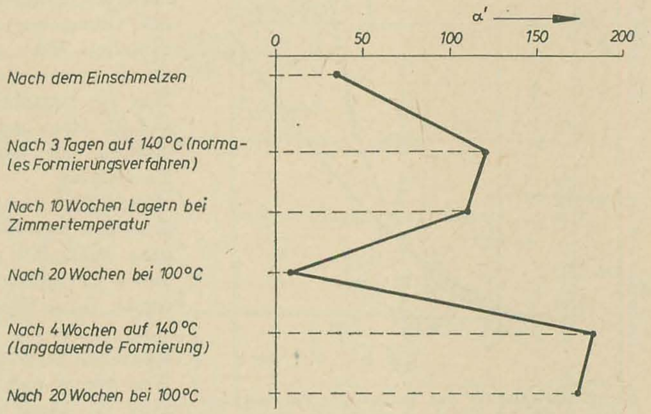


Bild 10: Der Verlauf von α' bei einem Transistor, der mit einem stabilisierenden Puffer formiert wurde, der einen erheblich niedrigeren Wasserdampfdruck lieferte



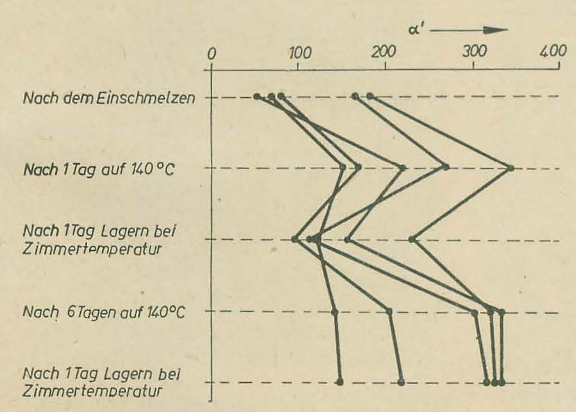


Bild 9: Der zeitliche Verlauf von α' bei einigen mit KOH elektrolytisch geätzten pnp-Transistoren

Tabelle: Kenndaten von pnp-Transistoren nach verschiedenen aufeinanderfolgenden Behandlungen. Die Transistorgehäuse waren mit einer Mischung aus Silikonfett und 5 % Borsäure gefüllt, wobei die Borsäure durch Trocknung auf einen bestimmten Wassergehalt gebracht wurde.

	α'	I_{CO} in μA	I_{EO} in μA	Rauschen in dB
nach elektrolytischem Ätzen mit KOH	210	8	6	—
nach dem Einschmelzen	56	26	22	—
nach 1 Tag bei 100 °C	75	—	—	—
nach 1 Tag Lagern bei Zimmertemperatur	60	2,8	2,7	4
nach 3 Tagen auf 140 °C (Formieren)	158	—	—	—
nach 1 Tag Lagern bei Zimmertemperatur	158	1,8	1,6	4

KOH geätzt wurden, bei der Evakuierung ein viel schnelleres Absinken von α', als Transistoren, die mit Säure geätzt wurden.
Stellt man eine trockene Atmosphäre her, z. B. durch Einlassen von trockener Luft, trockenem Sauerstoff oder trockenem Stickstoff, so ändert sich α' nicht oder kaum, auch nicht nach langem Aufbewahren. Stellt man jedoch eine feuchte Atmosphäre her, so steigt α' wieder. Der Anstieg erfolgt manchmal sehr schnell, so daß α' in einer Sekunde um den Faktor 5 ··· 10 zunehmen kann. Die Zunahme der Geschwindigkeit hängt, ebenso wie die Geschwindigkeit des Absinkens, von der Vorbehandlung (Art der Ätzung und Temperatur der Wärmebehandlung) ab.

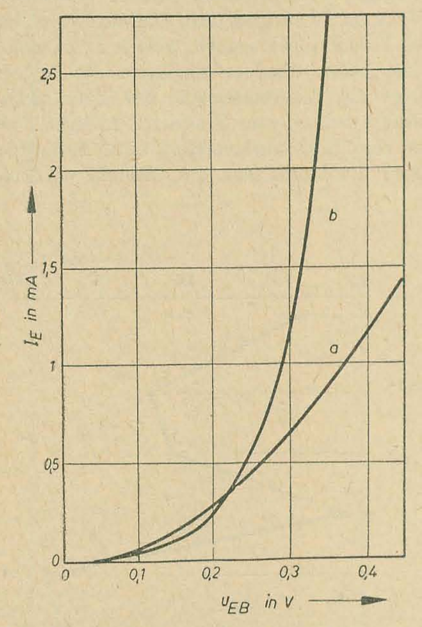


Bild 11: Beispiel für den Einfluß der Formierung auf die I_E-U_{EB}-Kennlinie eines pnp-Transistors a) vor der Formierung; b) nach der Formierung

Auch die Feuchtigkeit der zugeführten Luft spielt eine Rolle bei der Geschwindigkeit, mit der α' steigt. Sehr wirksam ist Luft mit einer relativen Feuchtigkeit von 60%. Nach dem ersten schnellen Anstieg ist meistens noch eine geringe langsame Zunahme bis auf einen Endwert festzustellen.
Bei den Trocknungsversuchen an der Luft wurden die Transistoren in einem kleinen Ofen erhitzt, wobei die Luft frei zutreten konnte. Im allgemeinen ist das Verhalten von in Luft getrockneter Transistoren das gleiche wie das von in Vakuum getrockneten. Während des Trocknens sinkt α', und zwar um so schneller, je höher die Temperatur ist. Auch sinkt α' bei elektrolytisch mit KOH geätzten Transistoren schneller als bei mit Säure geätzten Transistoren. Meistens sinkt α' nicht so tief wie beim Trocknen im Vakuum, während der Trockenprozeß viel intensiver ist. Setzt man nach der Trocknung die Transistoren feuchter Luft aus, so wandert α' wieder zu seinem Ausgangswert zurück, aber gewöhnlich viel langsamer als nach der Trocknung im Vakuum. Es zeigt sich jedesmal, daß der Zustand der Oberfläche (stärkere oder geringe Oxydation) keinen Einfluß auf die Regel hat, daß eine gewisse Besetzung der Transistoroberfläche mit Wasser nötig ist, um ein großes α' zu erhalten. Dieser Zustand hat Einfluß hat auf die Einzelheiten des Transistorverhaltens, u. a. auf die Geschwindigkeit, mit der sich die Wirkung des Wassers bemerkbar macht. Um noch auf andere Weise zu kontrollieren, ob tatsächlich der Entzug von Wasser von der Oberfläche verantwortlich für das Abnehmen von α' ist, wurden Transistoren der Wärmebehandlung bei 140 °C ausgesetzt. Es zeigt sich, daß bei einem Wasserdampfdruck von 300 ··· 400 mm Hg die ursprünglichen Werte von α' nahezu erhalten bleiben.

Arsen als Stabilisierungsmittel

Auch andere Stoffe als Wasser besitzen die Eigenschaft, bei einer bestimmten Besetzung der Germaniumoberfläche die Oberflächenrekombination gering zu halten. Zu diesen Stoffen gehört Arsen. Es wurden eingehende physikalisch-chemische Untersuchungen über den Einfluß, den Wasser auf die Oberfläche von Halbleitern ausübt, durchgeführt. Dabei zeigte sich, daß das an einer solchen Oberfläche haftende Wasser die Oberflächenschicht in Richtung auf den n-Typ beeinflußt.
Es wurde untersucht, ob die sogenannten Donatorenelemente, Elemente wie Arsen, Phosphor, Antimon und Wismut, mit denen man Germanium dotiert, damit es den n-Typ annimmt, einen ähnlichen Einfluß auf die Germaniumoberfläche hätten wie Wasser. Dies war tatsächlich der Fall und zwar speziell für Arsen und Phosphor. Diese Elemente besitzen bei 140 °C einen nachweisbaren Dampfdruck.
Nachfolgend einige Bemerkungen über das Stabilisierungsverfahren, bei dem getrocknetes Silikonfett mit einigen Prozent Arsenpulver als Füllstoff für die Gehäuse benutzt wurde. Diese Mischung ähnelt in ihrer Wirkung stark der Silikon-Borsäuremischung. Man erhält dann Transistoren mit einem hohen Wert von α' und einer sehr guten Stabilität (Bild 12). Bevor die Messung von α' durchgeführt wurde, wurde der betreffende Transistor 24 Stunden lang unbelastet bei Zimmertemperatur aufbewahrt.
Man darf nicht erwarten, daß bei einer Temperatur von 140 °C das Arsen wirklich in die Oberflächenschicht des Germaniums diffundiert und in das Germaniumgitter aufgenommen wird, wie es normalerweise mit Donatorenelementen geschieht. Für eine merkliche Diffusion müßte die Temperatur mindestens 600 °C betragen. Experimente zeigten allerdings, daß Arsen doch eine Oberflächenschicht verursacht, die stark dem n-Typ entspricht. Diese Schicht bleibt erhalten, solange der Transistor zusammen mit dem Arsen hermetisch von der Außenluft abgeschlossen ist. Setzt man diesen Transistor der Luft aus, so ändert sich die Oberflächenschicht und der Transistor ist nicht mehr stabil. Bringt man einen mit Arsen behandelten Transistor in einen Raum, der bei erhöhter Temperatur evakuiert wird, so geht die Wirkung des Arsens völlig verloren. Offenbar bleibt das Arsen nur verhältnismäßig schwach an der Germaniumoberfläche haften.
Ein Vorteil gegenüber der Formierung mit Silikonfett-Borsäure ist, daß man Transistoren erhält, die gegen hohe Temperaturen sehr beständig sind.

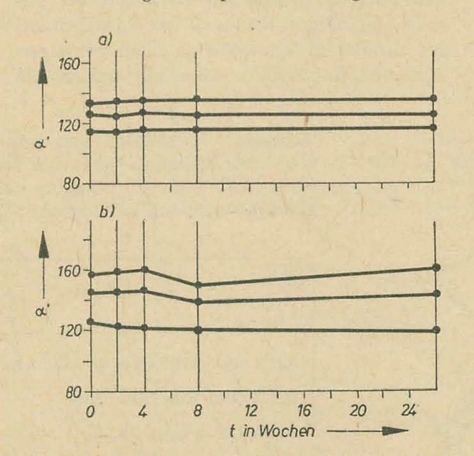


Bild 12: Einige Kurven für die Konstanz von α' bei Transistoren, die mit Arsen formiert wurden
a) bei 50 mW Belastung und 50 °C Umgebungstemperatur
b) ohne Belastung bei 140 °C

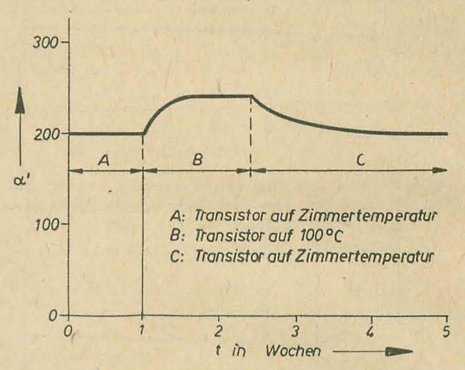


Bild 13: Transistoren, die bei 140 °C mit Arsen formiert wurden, das als Pulver mit dem Silikonfett vermischt wurde

Eine Komplikation besteht darin, daß Transistoren, die mit KOH geätzt sind und danach mit Arsen formiert wurden, einen deutlichen Lagereffekt zeigen. Wenn solche Transistoren, nachdem sie gewisse Zeit bei Zimmertemperatur gelagert wurden, auf eine höhere Temperatur gebracht werden, steigt α' einige Tage allmählich an. Bringt man danach die Transistoren wieder auf Zimmertemperatur, so nimmt α' wieder allmählich ab, zuerst schnell und danach langsam (Bild 13). Bei Formierung mit Silikonfett-Borsäure tritt dieser Lagereffekt nicht auf. Der Effekt hängt von Wasserspuren im Transistorgehäuse ab. Eine einfachere Art, den Lagereffekt zum Verschwinden zu bringen, ist, Borsäure und Arsen mit dem Silikonfett zu vermischen. Dies ist das Verfahren, mit dem die günstigsten Ergebnisse erzielt wurden. *K. Belter*

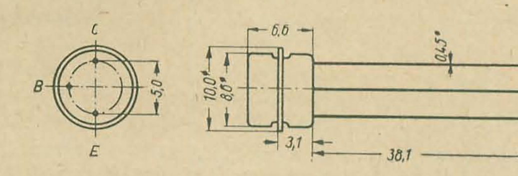
Literatur

[1] J. J. A. Ploos van Amstel: Einige Verfahren zur Erzielung stabiler Transistoren; Philips Technische Rundschau 6 (1960/61) S. 231 ··· 242
[2] J. T. Wallmark und R. R. Johnson: Influence of hydration-dehydration of the germanium oxide layer on the characteristics of pnp-transistors; RCA-Rev. 18 (1957) S. 512 ··· 524
[3] J. T. Wallmark: Influence of surface oxidation on alpha c. b. of germanium pnp-transistors; RCA-Rev. 18 (1957) S. 255 ··· 271
[4] F. H. Stieltjes und L. J. Tummers: Der Transistor bei hoher Stromdichte; Philips Technische Rundschau 18 (1956/57) S. 44 bis 51
[5] J. Dosse: Der Transistor; R. Oldenbourg Verlag, München

OC 828 Germanium – pnp – Flächentransistor

Verwendung

Transistor für 30-V-Schalteranwendungen



Abmessungen

Kenndaten

Die Kenndaten werden für eine Umgebungstemperatur von $T_a = 22\ °C \pm 2\ °C$ angegeben

Statische Werte

Kollektorreststrom

$-I_{CBO} \leqq 15\ \mu A$ $(-U_{CB} = 6\ V,\ -I_C = 0)$

$-I_{CEO} \leqq 800\ \mu A$ $(-U_{CE} = 6\ V,\ I_B = 0)$

Großsignalverstärkung

$-I_B \leqq 10\ mA$

$-U_{CE} = 0{,}7\ V,$ $I_C = 150\ mA$

$-U_{BE} \leqq 0{,}5\ V$

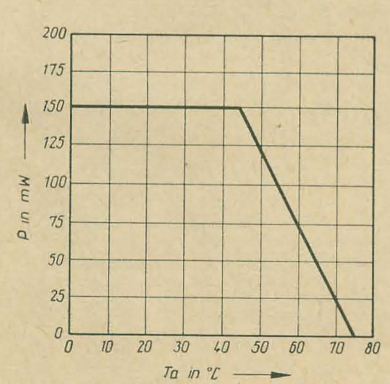
Kollektorrestspannung

$-U_{CEO} \leqq 0{,}55\ V$ $(-I_C = 150\ mA)\ U_{CB} = 0$

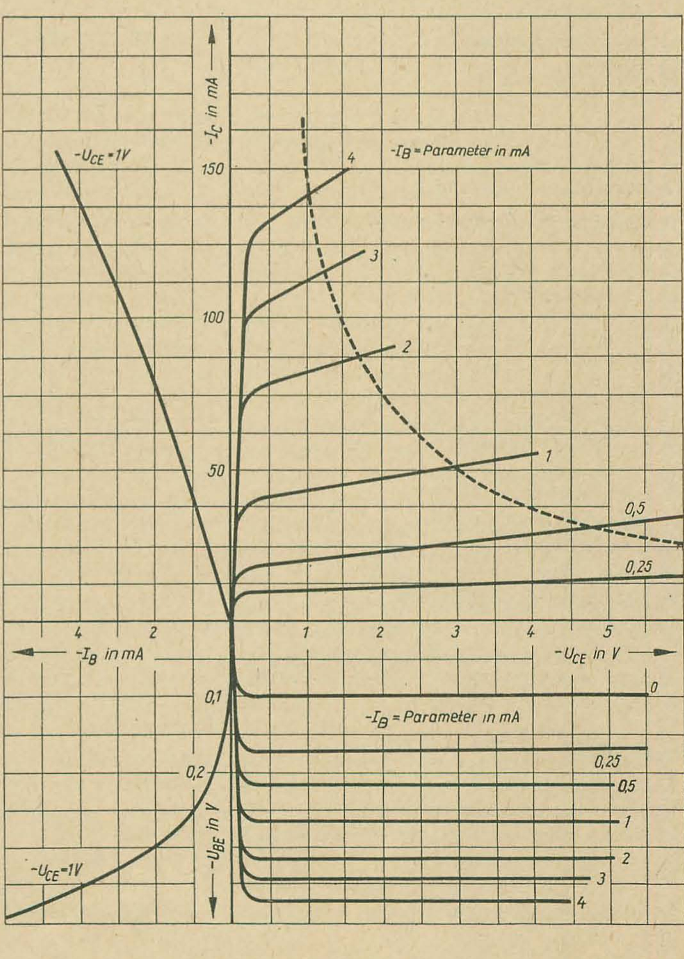
Dynamische Werte

Grenzfrequenz in Basisschaltung

$(-U_{CB} = 6\ V,\ -I_C = 2\ mA)$ $f_\alpha \geqq 300\ kHz$



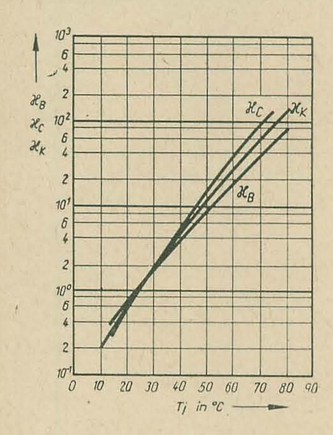
Erforderliche Reduzierung der Verlustleistung bei erhöhter Umgebungstemperatur ◀



Mittleres Kennlinienfeld in Emitterschaltung ▶

Grenzwerte für Ta = 45 °C

Emitterstrom	$-I_{E\,max}$	= 150 mA
Kollektorstrom	$-I_{C\,max}$	= 150 mA



Temperaturabhängigkeit der Kollektorrestströme

Emitterspannung	$-U_{BE\,max}$	= 10 V
Kollektorspannung bei (R_{BE} = 1 kΩ)	$-U_{CE\,max}$	= 33 V
Verlustleistung	P_{max}	= 150 mW
Wärmewiderstand	k_1	= 0,2 $\frac{°C}{mW}$
Sperrschichttemperatur	$T_{j\,max}$	= 75 °C

Temperaturabhängigkeit der Kollektorrestströme

Es ist

$$\varkappa_B = \frac{(I_{CBO})\,T_j}{(I_{CBO})\,T_j = 25\,°C}$$

$$\varkappa_C = \frac{(I_{CEO})\,T_j}{(I_{CEO})\,T_j = 25\,°C}$$

$$\varkappa_K = \frac{(I_{COK})\,T_j}{(I_{COK})\,T_j = 25\,°C}$$

OC 827 Germanium-pnp-Flächentransistor

Fortsetzung von Heft 1 (1962)

Statische Meßwerte

Kollektorreststrom

$-I_{CBO} \leqq 15\,\mu A$ ($-U_{CB}$ = 6 V, $-I_E$ = 0)
$-I_{CEO} \leqq 800\,\mu A$ ($-U_{CE}$ = 6 V, $-I_B$ = 0)

Dynamische Meßwerte

Grenzfrequenz in Basisschaltung ($-U_{CB}$ = 6 V, I_C = 2 mA)	f_α	≧ 300 kHz

Emitterschaltung

Meßfrequenz f = 1 kHz
(Arbeitspunkt $-U_{CE}$ = 6 V, $-I_C$ = 2 mA)

Eingangswiderstand (Ausgang kurzgeschlossen)	h_{11e}	≦ 2,5 kΩ
Spannungsrückwirkung (Eingang offen)	h_{12e}	≦ $30 \cdot 10^{-4}$
Stromverstärkungsfaktor (Ausgang kurzgeschlossen)	h_{21e}	≧ 20
Ausgangsleitwert (Eingang offen)	h_{22e}	≦ 200 µS
Mittlere Leistungsverstärkung bei ($-U_{CE}$ = 1 V, $-I_C$ = 1 mA, R_L = 20 kΩ)	$G_{p\,max}$	= 40 dB
Rauschfaktor bei ($-U_{CE}$ = 6 V, $-I_C$ = 1 mA, f = 1 kHz, Δf = 1 kHz, R_g = 500 Ω)	F	≦ 5 dB

Grenzwerte für Ta = 45 °C

Kollektorstrom	$-I_{C\,max}$	= 150 mA
Kollektorspannung bei R_{BE} = 1 kΩ	$-U_{CE\,max}$	= 20 V
Verlustleistung	P_{max}	= 150 mW
Wärmewiderstand	k_1	= 0,2 $\frac{°C}{mW}$
Sperrschichttemperatur	$T_{j\,max}$	= 75 °C

Kennzeichnung der Stromverstärkungsgruppen

I ≙ h_{21e} = 20 ··· 32
II ≙ h_{21e} = 32 ··· 50
III ≙ h_{21e} = 50 ··· 80
IIII = h_{21e} ≧ 80

Toleranz: ± 10% des jeweiligen Grenzwertes

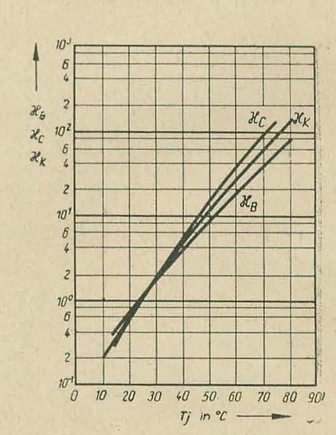
Temperaturabhängigkeit der Kollektorrestströme

Es ist

$$\varkappa_B = \frac{(I_{CBO})\,T_j}{(I_{CBO})\,T_j = 25\,°C}$$

$$\varkappa_C = \frac{(I_{CEO})\,T_j}{(I_{CEO})\,T_j = 25\,°C}$$

$$\varkappa_K = \frac{(I_{COK})\,T_j}{(I_{COK})\,T_j = 25\,°C}$$



Temperaturabhängigkeit der Kollektorrestströme

Dämmerungsschalter mit Transistoren

HAGEN JAKUBASCHK

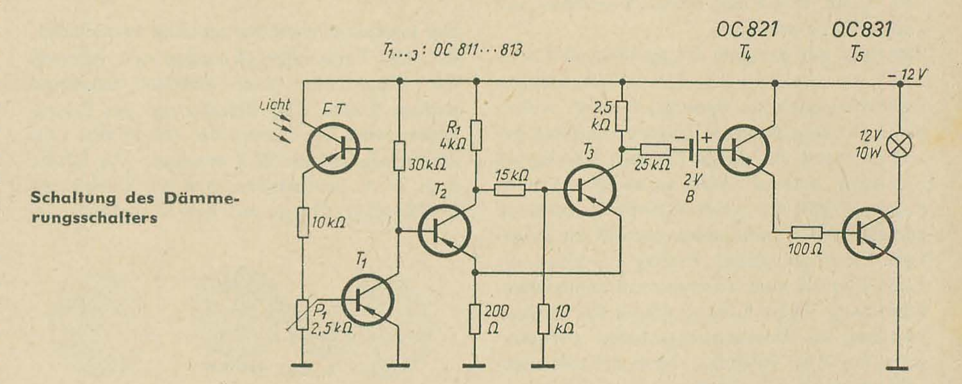
Mit Transistoren lassen sich relativ einfache und unkomplizierte elektronische Schalteinrichtungen für die verschiedensten Zwecke aufbauen. Zu welchen originellen Lösungen man dabei ohne Verwendung von Spezialteilen kommen kann, zeigt das Beispiel des hier behandelten Dämmerungsschalters. Dieser besteht aus Eingangsstufe, Schmitt-Trigger und Schaltstufe.

Eine einfache Verstärkung des Fotostromes würde bei allmählich wechselnder Beleuchtungsstärke auch eine allmähliche Durchsteuerung des Schalttransistors bewirken. Dies erschwert natürlich das Einhalten eines exakten Ansprechschwellwertes für die Einschaltung des Verbrauchers und führt vor allem zu einer unzulässig hohen Verlustleistung im Schalttransistor, wenn dieser nur unvollständig durchgesteuert ist. Man umgeht diese Schwierigkeit durch Einfügen eines Schmitt-Triggers, der zwei stabile Arbeitslagen hat und beim Über- oder Unterschreiten seines Ansprechschwellwertes von einem in den anderen Schaltzustand kippt. Durch geeignete Dimensionierung der Schaltung kann dabei ein sehr genau reproduzierbarer Umschaltschwellwert der ganzen Anordnung erreicht werden. Der vom Schmitt-Trigger angesteuerte Leistungstransistor schaltet bereits bei geringfügiger Änderung der Lichthelligkeit den Verbraucher zuverlässig an bzw. ab.

Das Bild zeigt die Schaltung eines solchen einfachen, aber sehr präzise arbeitenden Dämmerungsschalters. FT ist der Fototransistor und die Transistoren T_2 und T_3 bilden den Schmitt-Trigger. T_1 dient als Diskriminator-Transistor, sein Stromverstärkungsfaktor bestimmt die Empfindlichkeit der Anordnung. Im Mustergerät wurden für $T_1 \cdots T_3$ Transistoren des Typs OC 813 mit Stromverstärkungsfaktoren um etwa 70 verwendet. Werte von etwa 50 sollten nach Möglichkeit nicht unterschritten werden, da sonst die Empfindlichkeit der Anordnung für praktische Zwecke zu gering wird und mit der angegebenen Dimensionierung auch der Schmitt-Trigger nicht mehr einwandfrei arbeitet.

Im Ruhezustand des Triggers ist T_2 geöffnet und T_3 gesperrt. T_1 ist zunächst ebenfalls gesperrt. Sobald auf FT Licht einwirkt, tritt dort ein Stromfluß und an P_1 eine negative Spannung auf. P_1 ist der Empfindlichkeitsregler, der eine Anpassung an die vorhandenen Lichtverhältnisse je nach Verwendungszweck erlaubt. Die bei Lichteinfall (auf FT) an P_1 auftretende Spannung steuert T_1 ganz oder teilweise durch. Dadurch sinkt an der Basis von T_2 das Potential. Beim Unterschreiten eines bestimmten Wertes der Basisspannung von T_2 „kippt" die Schaltung, d. h. T_2 sperrt und T_3 wird geöffnet. Solange T_3 gesperrt war, trat an seinem Kollektor nahezu die volle negative Betriebsspannung auf. Über den 25-kΩ-Widerstand und die Sperrbatterie B wurde T_4 durchgesteuert, dessen Emitterstrom kräftig genug ist, um über den Begrenzungswiderstand von 100 Ω den Schalttransistor T_5 voll durchzusteuern. Damit erhält der Verbraucher — im Bild zur Vereinfachung als Lampe 12 V/10 W dargestellt — die praktisch volle Betriebsspannung, da an der Kollektor-Emitterstrecke des durchgesteuerten Schalttransistors selbst beim zulässigen Maximalstrom von 1 A nur etwa 0,15 V Restspannung abfallen.

Beim „Kippen" des Schmitt-Triggers infolge Lichteinfalls auf FT steuert T_3 durch, die an seinem Kollektor stehende Spannung bricht also bis auf einen geringen Rest zusammen. Damit entfällt für T_4 der Basisstrom, so daß auch T_5 sperrt und der Verbraucher abgeschaltet wird. Beim Nachlassen der Lichtintensität und Erreichen des Schwellwertes der Triggerschaltung kippt der Trigger zurück, und der Verbraucher wird wieder zugeschaltet.



Schaltung des Dämmerungsschalters

Bei geöffnetem T_3 steht an dessen Kollektor noch eine geringe Restspannung, die durch den Spannungsabfall am gemeinsamen Emitterwiderstand von 200 Ω bedingt ist. Dies führt jedoch dazu, daß T_4 auch bei geöffnetem T_3 eine geringe Basisspannung erhält, so daß dieser Transistor und damit auch T_5 nicht restlos gesperrt sind. Das bedeutet, daß über den Verbraucher auch im ausgeschalteten Zustand ein nicht unbedeutender Reststrom fließt. Um einen unnötigen Ruhestromverbrauch zu vermeiden, kann anstelle B im Bild eine Zenerdiode vorgesehen werden, die dann für eine Zenerspannung von etwa 6 V bemessen sein soll. Da die bei abgeschaltetem Verbraucher am Kollektor von T_3 stehende Restspannung nur etwa 1 V beträgt, würde die Zenerdiode einen Stromfluß zur Basis von T_4 verhindern. Bei gesperrtem T_3 steigt dessen Kollektorspannung auf fast 12 V an, so daß die Zenerdiode durchlässig und T_4 wie beschrieben angesteuert wird.

Da Zenerdioden im Einzelhandel der DDR zur Zeit noch nicht erhältlich sind, wurde hier zu einer etwas unelegant wirkenden Lösung gegriffen, die sich aber sehr gut bewährte. Anstelle der Zenerdiode wurde eine 2-V-Batterie (kleiner Trockenakku üblicher Ausführung 2 V/0,4 Ah des ETS Sörnewitz) in Sperrrichtung gepolt eingesetzt. Die Spannung dieser Batterie hebt die Restspannung am Kollektor des durchgesteuerten Transistors T_3 auf und verhindert den unerwünschten Stromfluß zur Basis von T_4. Bei gesperrtem T_3 wird die Batteriespannung von der am Kollektor stehenden Spannung von 12 V „überwunden" und T_4 normal angesteuert. Die Wirkung dieser Hilfsbatterie entspricht also im vorliegenden Fall der einer Zenerdiode. Wie Versuche zeigten, kann für B ohne weiteres auch ein beliebiges kleines 1,5-V-Trockenelement benutzt werden. Mit dieser Anordnung gelingt es, den Gesamtstromverbrauch bei abgeschaltetem Verbraucher (entspricht Lichteinfall auf FT) bei nur etwa 5 ··· 6 mA zu halten, so daß der Dämmerungsschalter sehr stromsparend arbeitet. Diese Voraussetzung ist für Batteriebetrieb sehr wesentlich.

Je nach zu schaltendem Verbraucher und dem dafür erforderlichen Schaltschütz kann für T_5 auch ein kleinerer Transistor (OC 820 ··· 821 für max. 120 mA Verbraucherstrom) verwendet und T_4 dann evtl. ganz fortgelassen werden. Falls ein genügend empfindliches Relais — etwa 4 kΩ, 8 ··· 10 V, Telegrafenrelais — greifbar ist, kann auch auf den gesamten Schaltverstärker mit T_4, T_5 und B verzichtet und das Relais direkt durch den Trigger angesteuert werden. Es tritt dann an die Stelle des Kollektorwiderstandes R_1 beim Transistor T_2. Damit kann der Dämmerungsschalter je nach Verwendungszweck weiter vereinfacht werden.

Zur Einschaltung eines Relais anstelle R_1 oder der 12-V-Lampe sei darauf hingewiesen, daß zur Bedämpfung der Abschaltspannungsspitze der Relaiswicklung (Selbstinduktionsspannung) dem Relais unbedingt eine Germanium-Flächendiode OY 100 parallelzulegen ist, deren Katode am Kollektor des Transistors liegt.

Als lichtempfindliches Organ FT wurde im Mustergerät ein Fototransistor benutzt, der aus einem normalen Transistor gewonnen wurde. Spezielle Fotodioden und Fototransistoren sind in der DDR zur Zeit noch nicht lieferbar.

Normale Transistoren sind bekanntlich lichtempfindlich und deshalb in lichtdichten Ge-

häusen eingebaut, die bei allen Transistoren der DDR-Fertigung aus Metall bestehen. Aus Importen sind jedoch die Transistoren OC 44, OC 45 und OC 71 (Valvo) zeitweilig im Einzelhandel erhältlich, die lackierte Glasgehäuse besitzen. Auch Spitzentransistoren der älteren DDR-Fertigung (z. B. 3 NC 010) sind geeignet. Durch Abwaschen der Lackschicht kann der Transistor — dessen Basis dann nicht angeschlossen wird — lichtempfindlich gemacht werden. Bevor über die hierbei erhaltenen Ergebnisse berichtet wird, sollen einige weitere Möglichkeiten für das lichtempfindliche Organ FT genannt werden.

Sehr gut geeignet sind Fotowiderstände des Typs CdS-KG vom VEB Carl Zeiss Jena, die auf Kadmiumsulfidbasis arbeiten und bei weit geringerer Temperaturabhängigkeit als Fototransistoren eine günstigere Verteilung der spektralen Empfindlichkeit zeigen. Sie sind außerdem bei stärker schwankenden Umgebungstemperaturen ohne jede Temperaturkompensation verwendbar. Bei Verwendung der Fotowiderstände CdS-KG ist der Wert von P_1 auf 10 kΩ und dessen Vorwiderstand auf 50 kΩ zu erhöhen.

Ebenfalls gut geeignet ist ein Selen-Fotoelement, wie es in den bekannten fotoelektrischen Belichtungsmessern verwendet wird, sofern nicht mit sehr geringen Lichtintensitäten gearbeitet wird. Da dieses Element eine eigene Spannung erzeugt, wird es nicht zwischen Minuspol und P_1, sondern ohne Verbindung zum Minuspol unmittelbar parallel zu P_1 gelegt, wobei auf richtige Polung zu achten ist. Auch hier ist eine Temperaturkompensation überflüssig. Diese Lösung dürfte für die Anwendung als Dämmerungsschalter zur Einschaltung von Reklame- oder Schaufensterbeleuchtungen die günstigste sein.

Die höchste Lichtempfindlichkeit bei schwachem Licht zeigt der Fototransistor. Über die mit einem „abgewaschenen“ OC 71 bzw. OC 45 gesammelten Erfahrungen folgen einige Angaben:

Nachteilig macht sich der Temperaturgang bemerkbar, der ebenfalls analog der Lichteinwirkung zu einem Ansteigen des Kollektorreststromes bei Erwärmung führt. Wird das Gerät im Freien bei schwankenden Witterungsbedingungen benutzt, macht sich bereits eine Temperaturänderung von etwa 10 °C in einer merklichen Verschiebung des Helligkeits-Schwellwertes bemerkbar. Sofern das Gerät unter Kontrolle ist, kann dies natürlich durch geringe Verstellung von P_1 ausgeglichen werden. Auf die an sich mögliche Temperaturkompensation mit Heißleiter wurde beim Mustergerät verzichtet.

Interessanterweise zeigt dieser Behelfs-Fototransistor eine ausgeprägte Empfindlichkeit im Infrarotbereich. Es gelang z. B. mit der angegebenen Schaltung, im finsteren Raum den Verbraucher durch Entzünden eines Feuerzeuges in 3 m Abstand zuverlässig abzuschalten. Derselbe Versuch gelang noch im hell erleuchteten Arbeitsraum (Deckenlicht 600 W indirekt) auf eine Entfernung von reichlich 1 m. Die Helligkeitsänderung auf dem Fototransistor war dabei mit dem Auge nicht mehr wahrnehmbar. Es entstand dabei die Vermutung, daß der Transistor auf die Wärmestrahlung reagierte. Das wurde durch einen Versuch bestätigt, bei dem FT durch eine übergestülpte leere Zigarettenschachtel gegen Lichteinfall abgedeckt wurde. Hierbei gelang eine sichere Abschaltung des Verbrauchers bei Entzünden des Feuerzeuges noch in 25 cm Abstand und sogar bei Annähern einer brennenden Zigarette auf etwa 10 ··· 12 cm an die geschlossene Schachtel. In einem weiteren Versuch gelang die Abschaltung des Verbrauchers mit einer normalen, nicht besonders stark bündelnden Taschenlampe auf etwa 15 m Entfernung. Dieser Taschenlampe wurde dann ein für Filmzwecke bestimmtes Infrarotfilter vorgesetzt, so daß ihr Licht im finsteren Raum mit bloßem Auge nicht sichtbar war. Auch damit gelang die Abschaltung noch auf 4 m Entfernung. Dagegen wurde bei diffusem Tageslicht eine merklich verringerte Empfindlichkeit beobachtet, die aber für den Zweck als Dämmerungsschalter noch bei weitem ausreicht. Durch geeignete Einstellung von P_1 kann auch erreicht werden, daß die Abschaltung erst bei hellem direktem Sonnenlicht erfolgt, wobei bereits bei leichter Verringerung des Lichtes — teilweise Abschattung oder Dämpfung der Sonnenstrahlung durch vorüberziehende Federwolken — die Zuschaltung des Verbrauchers erfolgte. Die Schwellwerte für An- und Abschaltung liegen in der gewählten Dimensionierung und bei Verwendung von Transistoren mit Stromverstärkungen über etwa 50 sehr dicht beieinander, was im allgemeinen sehr vorteilhaft ist. Gegebenenfalls können die Schwellwerte durch Verringern des Kollektorwiderstandes von T_1 oder Verwenden eines Transistors T_1 mit niedrigerer Stromverstärkung weiter auseinandergedehnt werden, wobei die Anlage dann in der Gegend der Schwellwerthelligkeit nicht mehr auf jede kleinste Lichtschwankung reagiert.

Einbau eines HF-Löschkopfes in ein BG-19

Der Löschkopf wird, wie aus Bild 1 ersichtlich, auf dem Tonbandgerät angeordnet, während der Kippschalter nach Belieben eingebaut werden kann. Zur Befestigung des Löschkopfes wird das Chassis des BG-19 mit zwei Gewindebohrungen M 3 versehen. Der Löschkopf ist so einzustellen, daß die Unterkante des Löschkopfkerns mit der Unterkante des

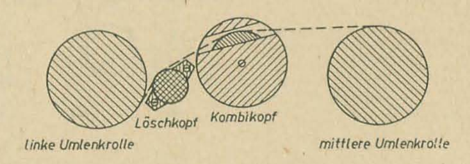


Bild 1: Anordnung des Löschkopfes

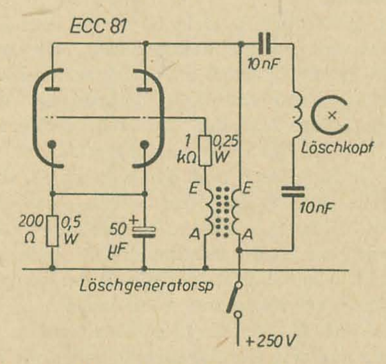


Bild 2: Schaltung des Löschgenerators

Tonbands übereinstimmt. Um ihn so einstellen zu können, daß der Kern gleichmäßig am Tonband anliegt, sind seine Bohrungen geschlitzt.

Da der eingebaute HF-Vormagnetisierungsgenerator im BG-19 zu schwach ist, um den Löschkopf zu speisen, muß ein zusätzlicher HF-Generator eingebaut werden (Bild 2).

Die wenigen Kondensatoren und Widerstände können direkt um den Röhrensockel der ECC 81 aufgebaut werden, ebenfalls die Löschgeneratorspule. Der Netzteil des BG-19 ist in der Lage, den Löschgenerator mit den erforderlichen Spannungen zu versorgen. Die Heizspannung der ECC 81 wird am Entbrummer-Widerstand entnommen. Die Masseleitung wird an der Erdbuchse, und die Anodenspannungszuleitung direkt am Ladekondensator dem Netzteil entnommen.

In der Anodenspannungszuleitung liegt ein Kippschalter, der den Löschgenerator bei Wiedergabe ausschaltet.

Beim Anschluß der Löschgeneratorspule ist zu beachten, daß der Anfang der kleinen Wicklung an Masse gelegt wird und das Ende über einen 1-kΩ-Widerstand an die Gitter der ECC 81.

An den Anfang der großen Wicklung wird die Anodenspannung gelegt und an das Ende die Anoden der ECC 81.

Bei Verwechslung der Löschgeneratorspulenanschlüsse schwingt der Löschgenerator nicht!

Der Löschgenerator kann nach eigenem Ermessen angeordnet werden. Es ist darauf zu achten, daß die Leitung zwischen Löschgenerator und Löschkopf möglichst kurz gehalten wird. Um den durch den Löschgeneratoreinbau bedingten Anodenspannungsverlust im Netzteil des BG-19 auszugleichen, wird parallel zum Vormagnetisierungstrimmer ein Kondensator von 150 pF gelötet. Da das BG-19 nur einen Trimmerkondensator in der ganzen Schaltung hat, ist dieser leicht zu finden. Man prüft zweckmäßig den Löschgenerator, indem man eine Taschenlampenbirne in Reihe mit dem Löschkopf schaltet.

Nach kurzer Anheizzeit der ECC 81 muß bei schaltungsgetreuem Aufbau die Taschenlampenbirne (2,5 V/0,1 A) aufleuchten (bei geschlossenem Kippschalter). Der Löschkopf erreicht seine Höchstleistung, wenn der Kern der Löschgeneratorspule völlig eingeschraubt ist. Der hier beschriebene Löschgenerator kann in jedes ältere Tonbandgerät eingebaut werden.

Klaus Männel

Verwendete Einzelteile

1 Löschkopf für Doppelspur, 1 Löschgeneratorspule Best.-Nr. 84.33007/01083 } VEB Fernmeldewerk Leipzig
1 Röhre ECC 81 mit Sockel
1 Kippschalter (einpoliger Ausschalter)
1 Kondensator 50 µF / 10 ··· 15 V
2 Kondensatoren 10 nF / 500 V
1 Kondensator 150 pF / 500 V (für Vormagnetisierungstrimmer)
1 Widerstand 200 Ω 0,5 W
1 Widerstand 1 kΩ 0,25 W

Untersuchungen an Höchstohmwiderständen

HEINZ WEINERT

Mitteilung aus dem VEB Vakutronik, Dresden

Höchstohmwiderstände mit Werten bis zu $10^{14}\,\Omega$ werden in verschiedenen Zweigen der Elektrotechnik eingesetzt. Von besonderer Bedeutung ist ihre Anwendung in der Meßtechnik, insbesondere in Verbindung mit Strahlenempfängern zur Messung ionisierender Strahlung, mit Fotozellen zu lichtelektrischen Messungen und zur Lösung ähnlicher Meßaufgaben, die auf der Messung sehr kleiner Ströme beruhen.

Da diese Widerstände in vielen Fällen als Vergleichsgrößen eingesetzt werden und folglich ihr Wert bzw. die Änderung ihres Wertes in das Meßergebnis eingehen, ist die Kenntnis der verschiedenen Faktoren, die den Wert der Höchstohmwiderstände verändern, und die Größe ihres Einflusses notwendig, um Fehlmessungen zu vermeiden.

Im folgenden wird der Einfluß der Temperatur, der angelegten Spannung und der relativen Luftfeuchtigkeit auf Höchstohmwiderstände verschiedener Hersteller untersucht. Darüber hinaus gibt es noch eine Reihe anderer Faktoren, die den Wert von Höchstohmwiderständen verändern können, z. B. Alterung, Belastungsänderungen, auf die aber im Rahmen unserer Untersuchungen nicht näher eingegangen werden konnte.

Meßanordnung

Die Untersuchung des Spannungskoeffizienten und des Einflusses der Luftfeuchtigkeit wurde mit dem für diese Aufgaben besonders geeigneten RICU-Meßgerät VA-J-35 des VEB Vakutronik durchgeführt (Bild 1) [1], [2]. Da bei der Bestimmung des Spannungskoeffizienten und des Einflusses der Luftfeuchtigkeit nur die Größe der Widerstandsänderung mit der angelegten Spannung bzw. der das Meßobjekt umgebenden Luftfeuchtigkeit interessiert (nicht aber der absolute Wert des Widerstandes), kann man bei diesen Untersuchungen als Fehler die relative Streuung zugrunde legen, die beim RICU-Meßgerät unter Verwendung der Spannungsabfallmethode $\pm 3\%$ beträgt. Für die Untersuchung des Temperaturkoeffizienten (und gleichzeitig für die Toleranzprüfung) wurde die Kondensatoraufladmethode und bei Widerständen $\geqq 10^{12}\,\Omega$ die Kompensationsmethode angewendet. Die Schaltung der Meßanordnung ist im Bild 2 dargestellt. Als Elektrometer verwendeten wir ein Schwingkondensator-Elektrometer. Die Meßspannung wurde NC-Sammlern entnommen und mit Hilfe eines vorher mittels Kompensator geeichten Meßinstrumentes jeweils auf den Sollwert eingestellt. Als Meßkondensatoren dienten mittels einer Kapazitätsmeßbrücke auf $\pm 0{,}5\%$ ihres Sollwertes ausgesuchte Polystyrol-Nackt- bzw. Standwickel (10^{-5} bis 10^{-9} F, dekadisch).

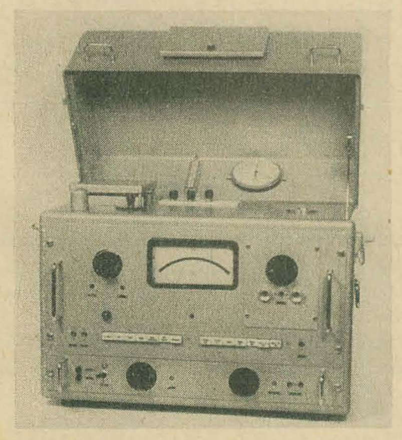


Bild 1: RICU-Meßgerät VA-J-35 des VEB Vakutronik Dresden (Untersuchung des Spannungskoeffizienten)

Der Widerstand errechnet sich bei der Auflademethode zu

$$R_x = \frac{\Delta t}{(C_N + C_{Rx} + C_s) \cdot \ln \frac{U_M}{U_M - \Delta U_E}} \quad (1)$$

bei der Kompensationsmethode zu

$$R_x = \frac{U_M \cdot \Delta t}{\Delta U_E \cdot C_N} \quad (2)$$

mit C_N — Kapazität des Vergleichskondensators
C_{Rx} — Kapazität des Meßobjektes
C_s — Schaltkapazität

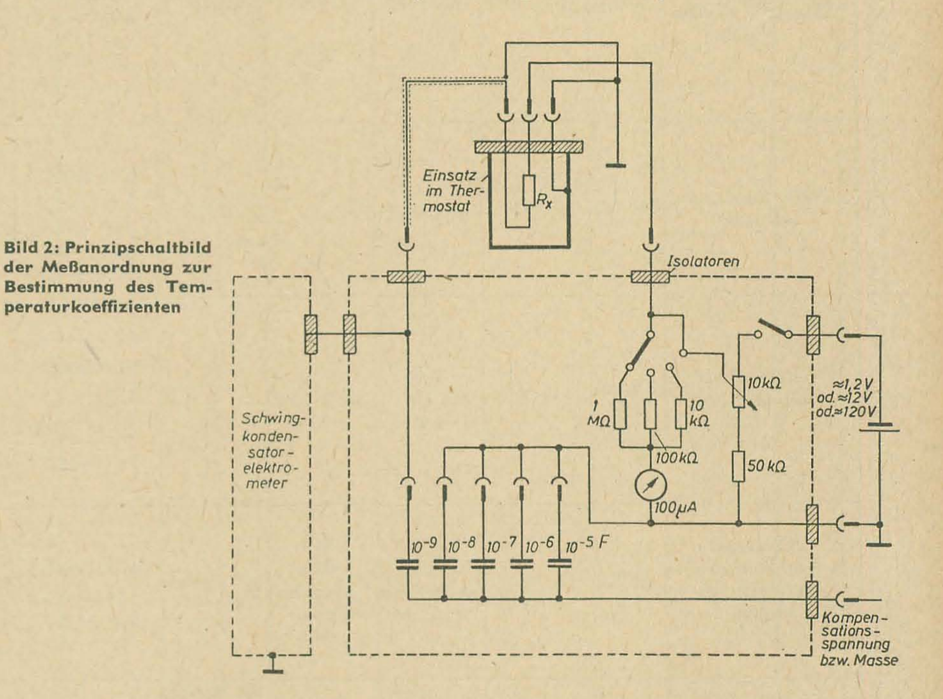


Bild 2: Prinzipschaltbild der Meßanordnung zur Bestimmung des Temperaturkoeffizienten

Die Kondensatoren und die Bauelemente zum Einstellen der Meßspannung sind in einem zur Abschirmung dienenden Gehäuse untergebracht, das mit dem Elektrometer direkt verbunden ist. Der Isolationswiderstand der gesamten Meßanordnung (Elektrometer, Isolatoren, Meßkondensatoren) wurde aus dem Eigenablauf des Elektrometers zu $\geqq 5 \cdot 10^{15}\,\Omega$ bestimmt.

Für Widerstandswerte $\geqq 10^{12}\,\Omega$ mußte deshalb, um größere Fehler zu vermeiden, mit der Kompensationsmethode gearbeitet werden.

Als Meßspannung U_M wurde 1 V gewählt, da in den in der Einleitung angeführten Anwendungsfällen selten höhere Spannungen an den Widerständen anliegen. Bei $10^{13}\,\Omega$ mußten 10 V, bei $10^{14}\,\Omega$ 100 V Meßspannung verwendet werden.

Die Aufladung der Kondensatoren, die mit dem Elektrometer gemessen wurde, erfolgte jeweils auf die Spannung $\Delta U_E = 0{,}1$ V (bei $10^7\,\Omega$ auf 0,632 V) in einer Zeit Δt von etwa 100 s. Die Spannung am Meßobjekt nimmt also während dieser Zeit von 1 V auf 0,9 V bzw. bei $10^7\,\Omega$ auf 0,368 V ab.

$C_{Rx} + C_s$ überschreitet nicht den Wert von 10 pF, kann also bei Vergleichskondensatoren $\geqq 10\,000$ pF vernachlässigt werden. Die Kapazität C_N mit 1000 pF wurde nur bei der Kompensationsmethode benutzt, bei der aber die Werte der Kapazitäten C_{Rx} und C_s nicht eingehen. Für die Berechnung der absoluten Meßunsicherheit (nach DIN 1319) kann man folgende Einzelfehler zugrunde legen:

- $t \leqq \pm 0{,}5\%$ (d. h. $\pm 0{,}5$ s bei 100 s Meßzeit, durch Fehler der Stoppuhr und subjektive Fehler beim Stoppen)
- $C_N \leqq \pm 0{,}5\%$ (Meßkondensatoren bzw. mit Präzisionsmeßbrücke bestimmt)
- $U_M \leqq \pm 0{,}5\%$ (Abgleich mit Kompensator)
- $U_E \leqq \pm 0{,}5\%$ (Abgleich mit Kompensator)

Der maximale Fehler dürfte damit $\pm 2\%$ nicht überschreiten, der mittlere quadratische Fehler bei 1% liegen.

Für die relative Streuung, die bei der Bestimmung des Temperaturkoeffizienten zugrunde gelegt wird, kann man mit einem Wert von $\pm 0{,}5\%$ rechnen, da die Fehler für C_N, U_M und U_E hier herausfallen. Der Fehler in der Tempe-

Tabelle 1: Zusammenstellung der von den Herstellern angegebenen Werte und der von uns gemessenen Werte des Temperatur- und Spannungskoeffizienten

Nr.	Hersteller	Typ	Lieferwert Ω	Toleranz %	max. Spannung V	TK [1]) $\cdot 10^{-3}$grd^{-1}	TK [2]) (20…35 °C) $\cdot 10^{-3}$grd^{-1}	SK [1]) $\cdot 10^{-4}$V^{-1}	SK [2]) (10…1000 V) $\cdot 10^{-4}$V^{-1}	Bemerkungen
1	Werk für Bauelemente der Nachrichtentechnik (WBN) Teltow (DDR)	HWK	5,1 · 10^6 …10^{12}	±20 ±10	100…3500 je nach Körpergröße		+1,9…—7,9 Mittelwerte: 10^7 —1 10^8 —1,7 10^9 —3,4 10^{10} —1,4 10^{11} —4,5 10^{12} —5,6		0…—2 Mittelwerte: 10^7 —0,2 10^8 —0,2 10^9 —0,4 10^{10} —0,4 10^{11} —0,3 10^{12} —0,7	Körpergröße 0,05…6 W (10^{11}…10^{12}; 0,5…6 W in Glaskolben) Alterung: ≦3%/5000 h
2	The Victoreen Instrument Co Cleveland 14, Ohio (USA)	RX 1	10^8…10^{14}	±10 bis 10^{12} ±2	1000	±1,5	—0,13…—2,3 Mittelwerte: 10^8 —0,9 10^9 —0,5 10^{10} —0,8 10^{11} —0,9 10^{12} —0,9 10^{13} —1,5	10^{10} —2 10^{12} —6 10^{13} —10	0…—8 Mittelwerte: 10^8 —0,5 10^{10} —2,1 10^{11} —1,9 10^{12} —6,6 10^{13} —7,0 10^{14} —4,6	Belastbarkeit $W \triangleq \frac{1}{R}$ in $\frac{1}{M\Omega}$ hydrophobiert max. Temp. = 100 °C SK 1…100 V [1])
3	Tesla, Lanškroun (ČSSR)	TR 142	…10^{12}	±10		≦1,5	—1,3…—3,7 Mittelwerte: 10^9 —2,3 10^{10} —2,6 10^{11} —1,5 10^{12} —2,8	≦10	0…—5 Mittelwerte: 10^9 —1,3 10^{10} —2,7 10^{11} —1,4 10^{12} —0,6	—55…+70 °C Alterung: 10%/3 Jahre l = 55 mm, ∅ = 8 mm ± 1,2 mm hydrophobiert, <2 pF
6	Rosenthal Selb (Bayern) (DBR)	SWK 6/70	10^7…10^{13}	±25 bis 10^{11} ±10	3000 bis 5 · 10^{10} = 1000		—2,9…—6,3 Mittelwerte: 10^9 —3,2 10^{10} —5,3 10^{11} —5,1 10^{12} —5,7		0…—5 Mittelwerte: 10^9 —0,26 10^{10} —0,35 10^{11} —1,5 10^{12} —4,1 10^{13} —6,4	ohne Glaskolben
7	Electronic GmbH Unterhaching bei München (DBR)	APK 1,4	5 · 10^6 …10^{11}	±20 bis 10^{10} ±5 bis 10^8 ±1	500…8000 je nach Körpergröße	10^9 —1,5 10^{11} —4	—0,4…—6,5 Mittelwerte: 10^8 —0,5 10^9 —2,3 10^{10} —4,9	10^7 —0,5 10^8 —0,5 10^9 —4 10^{10} —4	0…—1,5 Mittelwerte: 10^8 —0,07 10^9 —0,4 10^{10} —1,25	in Glasrohr, max. Temp. = 70 °C, Nennlast 0,5…2 W, Feuchtigk. Einfluß (nach 4 Wochen Lager. bei 100%) <2 · 10^{-3} nicht hydrophobiert 10^{-3}
8	Compagnie Générale de Télégraphie Sans Fil (Frankreich)		10^7… 5 · 10^{14}	10 5,2 je nach Lieferwert	500	im Mittel (je nach Widerstandswert) < —1		10^{11} —5 10^{12} —10 10^{13} —25		— 40…+70 °C l = 40 mm ± 5 mm ∅ = 5 mm max. SK 10…100 V [1])
9	radiac Paris (Frankreich)	Stabimétal A 4	10^6…10^{13}	±20 ±10 ±5	1500	10^8 —1		10^8 —2		—60…+80 °C Alterung: ±0,5%/Jahr Belastbarkeit: 0,01 W in Glaskolben l = 40 mm ± 1,5 mm ∅ = 6,3 mm ± 0,3 mm

[1]) Aus Prospekten des Herstellers entnommene Werte. [2]) Von uns gemessene Werte (bei WBN an HWK V).

raturbestimmung kann bei Verwendung eines guten Thermostaten (Temperatur auf ±0,2 °C genau einstellbar) vernachlässigt werden.

Meßgegenstände

Tabelle 1 gibt eine Übersicht über einige der uns bekannten Typen von Höchstohmwiderständen mit den aus Prospekten entnommenen Angaben der Hersteller (Bild 3). Dazu muß ergänzt werden, daß von verschiedenen Firmen außer den angegebenen Typen noch andere gefertigt werden, die sich meist durch eine andere Belastbarkeit und damit auch durch andere Abmessungen unterscheiden. Dies trifft besonders auf die Widerstände des VEB Werk für Bauelemente der Nachrichtentechnik (WBN), Teltow b. Berlin, zu. Ob und in welchem Maße sich damit auch die uns interessierenden Eigenschaften der Widerstände ändern, wurde von uns nicht geprüft.
In Tabelle 2 ist die Anzahl der auf Einhaltung der Toleranz und zur Bestimmung des Temperaturkoeffizienten untersuchten Widerstände, aufgeteilt auf die verschiedenen Größenordnungen und die verschiedenen Hersteller, angegeben.
Da uns zum Teil nur wenige Muster zur Verfügung standen, sind auch die Aussagen über die Eigenschaften dieser Widerstandstypen mit einer entsprechend großen Unsicherheit behaftet.
Die Widerstände mit den Werten 10^{11} und 10^{12} Ω vom WBN waren zum Teil in Glas-

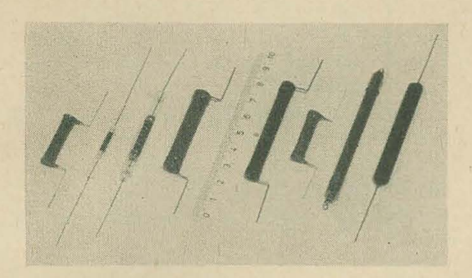


Bild 3: Höchstohmwiderstände verschiedener Hersteller. Von links nach rechts:

WBN	HWK V	DDR
Victoreen	RX 1	USA
Tesla	TR 142	CSSR
Tesla	TR 140	CSSR
Vupef		CSSR
Hersteller unbekannt		UdSSR
Rosenthal	SWK 6/70	DBR
Electronic	APK 1,4	DBR

kolben eingeschmolzen. Da die Abmessungen der Glaskolben für unsere Zwecke zu groß waren und die Widerstände bei uns nur in trockener Luft (durch Verwendung von Trockenmitteln) eingesetzt werden, wurden die Glaskolben vor Beginn der Messungen entfernt. Früher durchgeführte Messungen zeigten, daß eine merkliche Änderung des Temperaturkoeffizienten dadurch nicht auftritt.

Meßergebnisse

Toleranz

Der zur Bestimmung des Temperaturkoeffizienten bei 20 °C gemessene Widerstandswert wurde auch zur Kontrolle der Einhaltung der Toleranz benutzt, obwohl von den Herstellern nicht angegeben ist, auf welche Temperatur sich die Toleranzangabe bezieht.

Es ist dabei zu berücksichtigen, daß sich bei einem Temperaturkoeffizienten $\alpha = 8 \cdot 10^{-3}$ grd^{-1}, wie er in ungünstigen Fällen gemessen wurde, und einer Schwankung der Temperatur von 18 ··· 28 °C, wie sie in Arbeitsräumen vorkommen kann, der Widerstandswert um 8% ändert!

Da bei einem Teil der WBN-Widerstände keine Toleranz, sondern der vom Hersteller gemessene Widerstandswert angegeben war, ist in der Zusammenstellung in Tabelle 3 in diesem Falle die prozentuale Abweichung auf den vom Hersteller gemessenen Wert bezogen.

Einige Tesla-, Electronic- und Rosenthal-Widerstände waren offensichtlich defekt. Der Widerstandswert nahm während des Meßvorganges laufend zu. Diese Widerstände sind in der Tabelle 2 in Klammer und in Tabelle 3 nicht mit angegeben.

Temperaturabhängigkeit

Von allen Einflußgrößen hat die Temperatur, insbesondere wenn die Widerstände in tragbaren Geräten, die in einem großen Temperaturbereich verwendet werden, eingebaut sind, die größte Bedeutung. Für den Einsatz der Widerstände in kernphysikalischen Geräten mußte ihr Wert bei 35 °C bestimmt werden. Diese Temperatur entspricht etwa der Betriebstemperatur der Widerstände in elektronischen Geräten bei Raumtemperaturen von 20 ··· 25 °C. Aus diesem Wert und dem bei 20 °C (Normaltemperatur) gemessenen, wurde der in den Bildern 4 und 5 angegebene Temperaturkoeffizient errechnet. Bei früher durchgeführten Untersuchungen stellten wir fest, daß der Temperaturkoeffizient

Tabelle 2: Zusammenstellung der untersuchten Höchstohmwiderstände

Hersteller	Bezeichnung	10^7	10^8	10^9	10^{10}	10^{11}	10^{12}	10^{13}	10^{14}
VEB Werk für Bauelemente der Nachrichtentechnik, Teltow, DDR	HWK V (nicht eingeschmolzen)	24	47	69	10	62	10		
Victoreen Cleveland, Ohio USA	RX-1 (eingeschmolzen)		3	7	30	18	2	5	2
Tesla Lanškroun ČSSR	TR 142 (eingeschmolzen)			6	5	5	5 (1)		
Tesla Lanškroun ČSSR	TR 140			5	5	5	1 (3)		
Unbekannt UdSSR				9 [1])	4	4			
Rosenthal GmbH Selb, (Bayern) DBR	SWK 6/70			4	3	2 (1)	3	3	
Electronic Unterhaching b München, DBR	APK 1,4 (vergossen)		3	3	3	1 (2)			

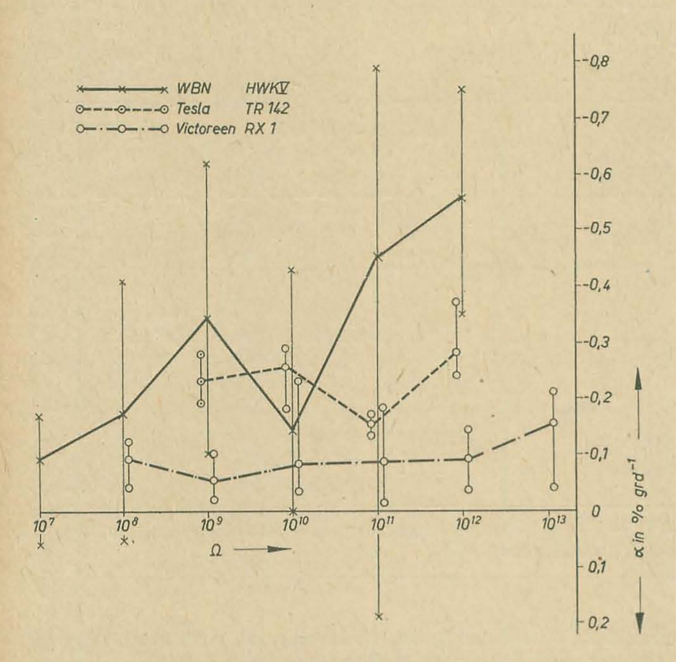
[1]) davon 6 Stück $5 \cdot 10^9\,\Omega$. — Die in Klammer angegebenen Stückzahlen sind defekte Widerstände, deren Wert sich ständig verändert.

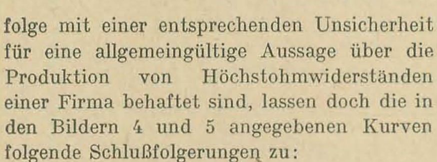
Tabelle 3: Maximal beobachtete Abweichung des Widerstandes vom Nennwert in Prozent (t = 20 °C, mittl. wahrscheinl. Fehler der Meßanordnung ≦ ± 2 %)

Hersteller		U_M = 1 V						U_M = 10 V	U_M = 100 V
	Toleranz in %	10^7	10^8	10^9	10^{10}	10^{11}	10^{12}	10^{13}	10^{14}
VEB Werk für Bauelemente der Nachrichtentechnik, Teltow DDR	±2	—3 +3,5							
	±20		—3 +8	—10 +43	—7 —1	—4 +40	—8 +20		
	vom Meßwert des Herstellers	±0 +12,3	—1,5 +18	+3 +24	+2 +17	+2 +19	—18 —5		
Victoreen Cleveland, Ohio USA	±2		+1,6 +2,3	±0 +2,2	—3,8 +2,2	—1 +4			
	±10				—3,4 —7,8	—4 —5	—3,5 —5	+7 +16	+9,1
Tesla, Lanškroun, ČSSR	±20			—3,3 +2,1	—3,7 +2,6	—4 +0,5	—6 —1,5		
Tesla, Lanškroun, ČSSR	±20			+9 +26	+1 +17	—6 +36	+0,4		
Unbekannt UdSSR	±20			—13 +10	+2,5 +10	+3 +15			
Rosenthal, GmbH Selb (Bayern) DBR	±5			+2,5 +4					
	±10				—3 +1	—6 —0,6			
	±25						—20 +20	—3 +22	
Electronic Unterhaching b. München DBR	±1		—0,6 +0,3						
	±5			—3,3 ±0					
	±10				—9 +24				
	±20					—15			

mit abnehmender Temperatur im allgemeinen zunimmt. Es ist deshalb sinnvoll, den Temperaturkoeffizienten in einem größeren Bereich, möglichst zwischen —40 °C und +80 °C (wenn es die Widerstände zulassen bis +100 °C), zu untersuchen.

Obwohl zum Teil nur geringe Stückzahlen gemessen wurden und die Meßergebnisse demzu-





folge mit einer entsprechenden Unsicherheit für eine allgemeingültige Aussage über die Produktion von Höchstohmwiderständen einer Firma behaftet sind, lassen doch die in den Bildern 4 und 5 angegebenen Kurven folgende Schlußfolgerungen zu:

a) Der Temperaturkoeffizient nimmt mit zunehmendem Widerstandswert zu.
b) Der Streubereich wird im allgemeinen mit höherem Widerstandswert ebenfalls größer.
c) Der mittlere Temperaturkoeffizient der WBN-Widerstände liegt auch bei Werten $\geq 10^{10}\ \Omega$ bei oder noch unter dem der Widerstände anderer Hersteller — mit folgenden Ausnahmen:
d) Die Widerstände der Firma Victoreen besitzen die geringsten Werte des Temperaturkoeffizienten. Auch andere Werte (Toleranz, Alterung, Abmessungen, Belastbarkeit) mit Ausnahme der Spannungsabhängigkeit sind mit denen anderer Erzeugnisse vergleichbar oder besser. Bemerkenswert ist der fast lineare Anstieg des Temperaturkoeffizienten mit dem Widerstandswert.
e) Zu beachten sind die günstigen Werte des Temperaturkoeffizienten der Widerstände aus der ČSSR (Teristor TR 142) und aus der Sowjetunion, wobei außer den kleinen Temperaturkoeffizienten vor allem im Vergleich mit den WBN-Widerständen der kleine Streubereich auffällt.

Im Bild 6 ist die normierte Häufigkeitsverteilung des Temperaturkoeffizienten für verschiedene Widerstandswerte des VEB WBN aufgetragen. Auch aus diesem ist das Ansteigen des Temperaturkoeffizienten mit dem Widerstandswert zu erkennen.

Spannungsabhängigkeit

In manchen Fällen, besonders auf dem Gebiet der Hochspannungstechnik, kann die am Widerstand anliegende Spannung größere Werte annehmen oder sich in einem großen Bereich ändern. Wie die folgenden Ergebnisse zeigen, ist der Spannungskoeffizient bei bestimmten Widerstandstypen so groß, daß die durch die Spannungsänderung hervorgerufene Widerstandsänderung nicht mehr vernachlässigt werden kann.



Bilder 4 und 5: Temperaturkoeffizient in Abhängigkeit vom Widerstandswert bei Widerständen verschiedener Hersteller

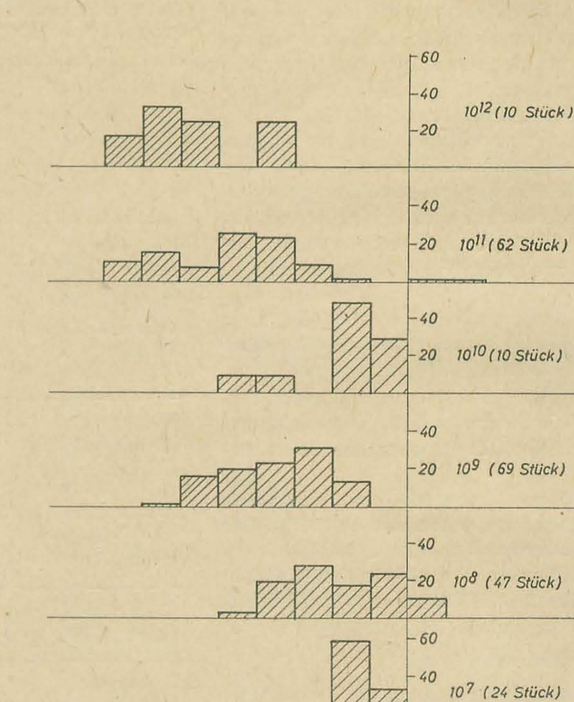


Bild 6: Normierte Streuung des Temperaturkoeffizienten von Höchstohmwiderständen HWK V (WBN) bei verschiedenen Widerstandswerten. In Klammer die Anzahl der gemessenen Widerstände

Der größte Teil der in Tabelle 2 angegebenen Widerstände wurde bei 10, 100, 300, 500 und 1000 V gemessen. Der Spannungskoeffizient β errechnet sich nach folgender Beziehung:

$$\beta = \frac{R_2 - R_1}{R_1 \cdot (U_2 - U_1)}, \qquad (3)$$

wobei R_2 der Widerstand bei der Spannung U_2 und R_1 der Widerstand bei der Spannung U_1 sind.

Für die WBN- und Tesla(TR 142)-Widerstände konnte in dem untersuchten Bereich eine merkliche Abweichung vom linearen Verlauf nicht festgestellt werden, während bei den Victoreen-Widerständen diese Abweichung recht beträchtlich sein kann, wie das Beispiel im Bild 7 zeigt. Im letzteren Fall ist der Spannungskoeffizient in dem untersuchten Bereich nicht konstant. Der nach Gleichung (3) errechnete Spannungskoeffizient stellt deshalb nur einen mittleren Wert dar.

Zusammenfassend läßt sich feststellen, daß bei den WBN-Widerständen der Spannungskoeffizient, der bis auf einige Ausnahmen immer unter $1 \cdot 10^{-4}\ V^{-1}$ lag, vernachlässigt werden kann, wenn die Spannungsänderungen am Widerstand gering sind.

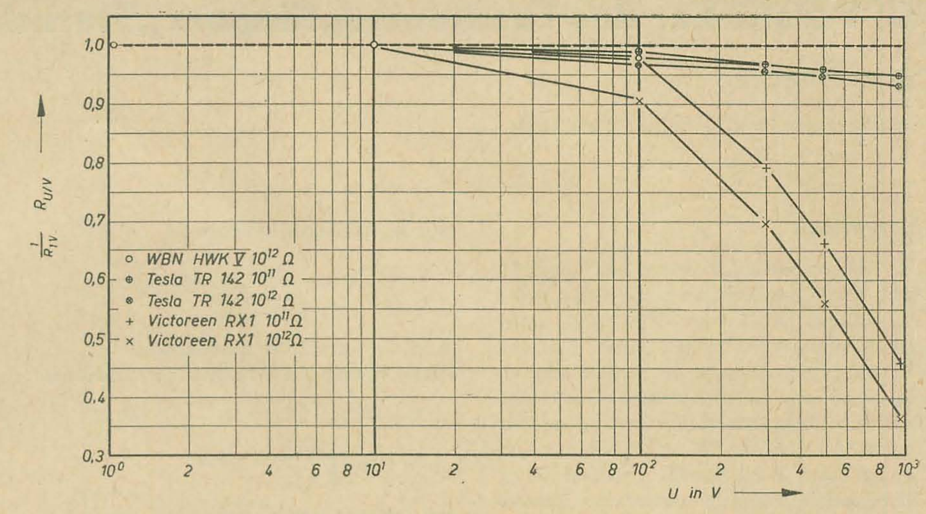


Bild 7: Relative Widerstandswerte in Abhängigkeit von der angelegten Spannung bei Widerständen verschiedener Hersteller

Feuchtigkeitsabhängigkeit

Die Abhängigkeit des Widerstandswertes von der Luftfeuchtigkeit hat ihre Ursache in der Aufnahme von Wasser durch die Schutzlackschicht. Bei den in Glas eingeschmolzenen Widerständen bildet der Glaskörper mit der sich auf dem Glas bei höheren Luftfeuchtigkeiten bildenden Wasserhaut einen niedrigen Parallelwiderstand. Auf welche Werte der Widerstand des Glaskörpers bei hohen Luftfeuchtigkeiten abfallen kann, zeigt die folgende Übersicht. Als Proben wurden die vom VEB WBN Teltow für die Höchstohmwiderstände verwendeten Glaskörper aus Fischer Primaglas verwendet. Die Meßspannung betrug 100 V. Die Proben wurden vor der Messung gereinigt.

Lfd. Nr.	relative Luftfeuchtigkeit <20%	≈50%	≈100%	≈100%¹)
1	$> 10^{16}$ Ω	$3 \cdot 10^{15}$ Ω	$1 \cdot 10^{9}$ Ω	$1 \cdot 10^{14}$ Ω
2	$> 10^{16}$ Ω	$2 \cdot 10^{15}$ Ω	$5 \cdot 10^{9}$ Ω	$2 \cdot 10^{14}$ Ω
3	$> 10^{16}$ Ω	$1 \cdot 10^{15}$ Ω	$4 \cdot 10^{9}$ Ω	$2 \cdot 10^{14}$ Ω
4	$> 10^{16}$ Ω	$1 \cdot 10^{15}$ Ω	$5 \cdot 10^{9}$ Ω	$3 \cdot 10^{14}$ Ω
5	$> 10^{16}$ Ω	$1 \cdot 10^{15}$ Ω	$3 \cdot 10^{9}$ Ω	$2 \cdot 10^{14}$ Ω

Um den Einfluß der Luftfeuchtigkeit auszuschließen, kann man die Glasoberfläche hydrophobieren, d. h., sie wasserabweisend machen. Die so behandelten Proben ergeben auch bei 100% rel. Luftfeuchtigkeit Werte, die bei in den Glaskörper eingeschmolzenen Widerständen bis 10^{12} Ω ausreichen.

Zehn Proben mit etwa gleichen Abmessungen aus Glas 123a (VEB Glaswerk Einheit, Weißwasser), die mit Dimethyldichlorsilan behandelt wurden, ergaben bei 100% rel. Luftfeuchtigkeit und einer angelegten Spannung von 1000 V Widerstandswerte von $>10^{16}$ Ω. In diesem Fall können bei einer Änderung des Gesamtwiderstandes durch den Parallelwiderstand des Glaskörpers von <1% Höchstohmwiderstände bis 10^{14} Ω eingeschmolzen werden.

Unsere Messungen zeigten, daß die Glaskörper der Victoreen- und Tesla-Widerstände (TR 142) hydrophobiert sind. Nach dem Einbringen der Widerstände in die Meßkammer des RICU-Meßgerätes und dem Einschalten der Einrichtung zur Luftumwälzung bildete sich auf Grund der Tatsache, daß wir für die Erzeugung der rel. Luftfeuchtigkeit von 100% heißes Wasser verwendeten, durch Kondensation für kurze Zeit auch auf diesen Widerständen eine Wasserhaut. Das führte dazu, daß der Widerstandswert für maximal wenige Minuten um einige Prozent abnahm. Bei den 10^{14}-Ω-Widerständen und einem 10^{12}-Ω-Widerstand (Victoreen) betrug die Widerstandsabnahme allerdings $^{1}/_{3} \cdots 1$ Größenordnung.

Bei längerer Einwirkung von 100% rel. Luftfeuchtigkeit gingen die Widerstandswerte auf ihren ursprünglichen Wert zurück. Eine Ausnahme machte ein Victoreen-Widerstand 10^{14} Ω, bei dem wahrscheinlich die hydrophobe Schicht durch unsachgemäße Behandlung beschädigt war. Dieser Widerstand ging auf etwa $1,5 \cdot 10^{13}$ Ω zurück, nahm aber nach dem Einbringen in eine normale Atmosphäre wieder seinen alten Wert an.

Bei den lackierten Widerständen war der Einfluß der rel. Luftfeuchtigkeit zum Teil beträchtlich. Nach dem Einbringen in die Meßkammer nahm der Widerstandswert in den ersten Minuten bis zu fünf Größenordnungen ab, wurde dann aber, wenn das Temperaturgleichgewicht erreicht war, wieder größer. Die Zahlen in der Tabelle geben an, wieviel Größenordnungen die bleibende Abnahme des Widerstandswertes. bei etwa 10 ··· 30 min Feuchteeinwirkung betrug.

	10^{10}	10^{11}	10^{12}	10^{13} Ω
WBN	1,7	0,25	1,5	
Rosenthal	1,3		3	5
Electronic	0,05	1,6		
Tesla TR 140	0,3	0,1	3	
SU	keine meßbare Abweichung			

Die Meßergebnisse sind von Widerstand zu Widerstand außerordentlich unterschiedlich. Die in der Übersicht angegebene Widerstandsabnahme kann deshalb, besonders infolge der bei diesen Untersuchungen geringen Zahl von Prüflingen, lediglich veranschaulichen, welche Widerstandsänderungen in der Praxis unter ungünstigen Umständen auftreten können.

Man erkennt, daß beim Einsatz unter erhöhter rel. Luftfeuchtigkeit die Widerstände entweder in einem luftdichten getrockneten Gefäß untergebracht oder aber in hydrophobierte Glaskolben eingeschmolzen werden müssen. Überraschend ist bei dieser Übersicht, daß die Widerstände aus der SU, obwohl sie nicht in Glas eingeschmolzen sind, eine Ausnahme bilden und keinen Feuchtigkeitseinfluß aufweisen, was wahrscheinlich dem verwendeten Lack zuzuschreiben ist.

¹) nach Hydrophobierung mit Aquaphob I.

Literatur

[1] E. A. Frommhold und H. Weinert: Kritische Bemerkungen über Teraohmmeter und Geräte zur Messung von Isolationswiderständen; Elektrie 2 (1961) S. 56 ··· 59

[2] H. Weinert: Elektrometrisches RICU-Meßgerät; radio und fernsehen 21 (1961) S. 681 ··· 684 und 22 (1961) S. 700 bis 702

[3] H. Wessel: Silikonfilme auf Glasoberflächen; Silikattechnik 1 (1955) S. 3 ··· 9

[4] A. B. L. Whittles: Voltage Coefficient of Victoreen High-Meg Resistors; Rev. Sc. Instr. 2 (1960) S. 208

ZF-Verstärker des Taschenempfängers „Sternchen" mit OC 871

Ing. W. STOECKEL

Mitteilung aus dem Institut für Halbleitertechnik Teltow

Allgemeines

Der Taschenempfänger „Sternchen" des VEB Stern-Radio Berlin wurde im ZF-Teil mit den Transistoren OC 44 bzw. OC 45 und später mit OC 169 bestückt in den Handel gebracht. Für den Nachbau sowie bei Reparaturen ergibt sich damit die Schwierigkeit der Transistorbeschaffung. Als Äquivalenttyp unserer Produktion steht der OC 871 (HWF) zur Verfügung, der z. T. im Handel erhältlich ist.
Im folgenden werden der vereinfachte Rechengang und die Schaltung für den ZF-Teil mit OC 871 sowie gemessene Durchlaßkurven angegeben.

Schaltung

In der Originalschaltung des Empfängers wurden, entsprechend den abweichenden Kenndaten, die Basisspannungsteilerwiderstände geändert, die Anzapfungen der Kreise neu berechnet sowie die Stufen neutralisiert. Bild 1 zeigt die Schaltung des ZF-Verstärkers.
Der 10-kΩ-Widerstand im Eingang der Schaltung stellt eine Nachbildung der Belastung durch den Mischer dar.
Mittelwerte des OC 871 bei 500 kHz:

$$kR_e = 1\,k\Omega$$
$$kR_i = 25\,k\Omega$$
$$S = 14\,mS$$
$$R_{rü} = 200\,k\Omega$$
$$C_{rü} = 6\,pF$$

Durch die Bauelemente vorgegeben:

$$C_{Krs} = 200\,pF$$
$$W_{ges} = 140\,Wdg$$
$$\varrho_0 = 100$$

Gewählte Daten:

$$b_{ges} = 5\,kHz$$
$$f_z = 470\,kHz$$

Berechnung der Kreise

Die Leerlaufbandbreite errechnet sich zu

$$b_0 = \frac{f_z}{\varrho_0} = 4{,}7\,kHz$$

und die Betriebsbandbreite zu

$$b_1 = \frac{b_{ges}}{\sqrt{\sqrt[n]{2}-1}} = 9{,}9\,kHz$$

(n ist die Anzahl der Einzelkreise)
Damit werden die Übersetzungsverhältnisse:

$$ü_1 = \sqrt{C_{Krs} \cdot kR_i \cdot \pi\,(b_1 - b_0)} \approx 0{,}30$$

$$ü_2 = ü_1 \cdot \sqrt{\frac{kR_e}{kR_i}} = 0{,}062$$

und daraus die Windungszahlen

$$W_{2-3} = W_{ges} \cdot ü_1 = 45\,Wdg$$
$$W_{4-5} = W_{ges} \cdot ü_2 = 9\,Wdg$$

Für den Kreis III wird die Original-Ausgangswicklung übernommen. Nachstehend eine Gegenüberstellung der Wicklungsdaten:

	OC 45			OC 871		
Wicklungsanschlüsse	ZF_I	ZF_{II}	ZF_{III}	ZF_I	ZF_{II}	ZF_{III}
W_{1-2}	95	63	63	95	95	95
W_{2-3}	45	77	77	45	45	45
W_{4-5}	10	8	25	9	9	25

Berechnung der Verstärkung

Die Verstärkung je Stufe ergibt sich zu

$$V_{Lmax} = \frac{S^2 \cdot kR_e\;kR_i}{4}\left(1 - \frac{b_0}{b_1}\right)^2$$

$$= 350 \triangleq 25{,}5\,dB$$

Für zwei Stufen also 51 dB

Vergleichsweise wird von der Firma Valvo GmbH die Verstärkung eines zweistufigen ZF-Verstärkers (OC 45) mit 57 dB angegeben.

Berechnung der Neutralisation

Rückwirkungswiderstand und -kapazität sind als Parallelschaltung gegeben. Es ist wegen der gleichstrommäßigen Trennung der Stufen jedoch zweckmäßig, die Neutralisation in Reihenschaltung auszuführen.

$$R_{srü} = \frac{R_{prü}}{1 + (R_{prü} \cdot \omega \cdot C_{prü})^2} = 15\,k\Omega$$

$$C_{srü} = C_{prü} + \frac{1}{R_{prü}^2 \cdot \omega^2 \cdot C_{prü}} = 6{,}5\,pF$$

Der Neutralisationswert wird an die Sekundärwicklung gelegt. Damit wird $ü_N = ü_2$ und somit die Neutralisationsglieder:

$$R_N = R_{srü} \cdot \frac{ü_2}{ü_1} = 3\,k\Omega$$

$$C_N = C_{srü} \cdot \frac{ü_1}{ü_2} = 32{,}5\,pF$$

Ergebnisse

In einer nach Bild 1 aufgebauten Schaltung wurden sechs verschiedene Transistoren — aus der laufenden Fertigung entnommen — wechselweise eingesetzt.

Dabei ergab sich als günstigste Neutralisation:

1. Stufe: 3 kΩ in Reihe mit 30 pF
2. Stufe: 3 kΩ in Reihe mit 6 pF

Bild 2 zeigt zwei Durchlaßkurven des Verstärkers. Die durchschnittliche Bandbreite lag bei 4,8 kHz, die Verstärkung zwischen 48 und 56 dB.
In einem Fall trat Schwingen auf. Eine Kontrolle ergab, daß beide Transistoren extrem ungünstige Rückwirkungswerte hatten. Transistor (A) besaß außerdem einen hohen Innenwiderstand, so daß die zweite Stufe sehr wenig bedämpft wurde.
Die Schwingungen ließen sich durch Verändern der Neutralisation beseitigen.
Die NF wird an dem durch ein log. Potentiometer zu ersetzenden 5-kΩ-Widerstand im Ausgang der Schaltung abgenommen.

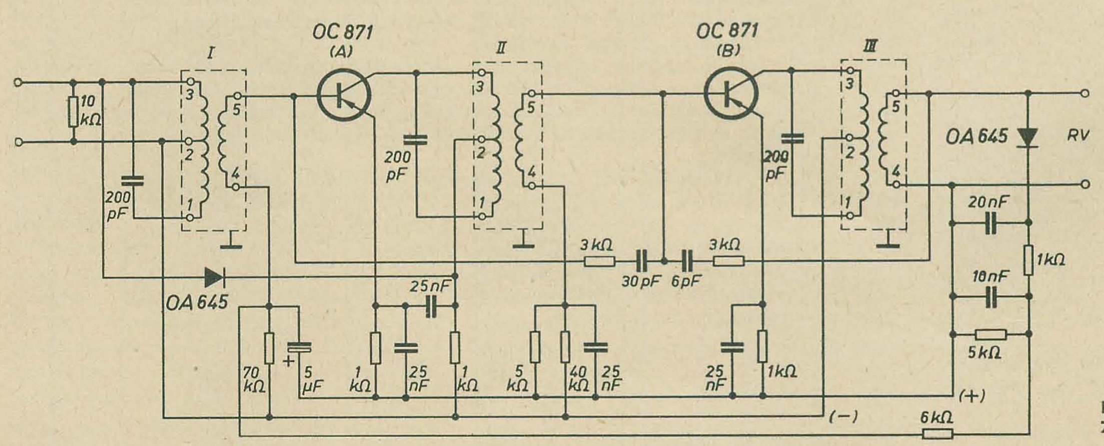


Bild 1: ZF-Verstärkerstufe mit OC 871

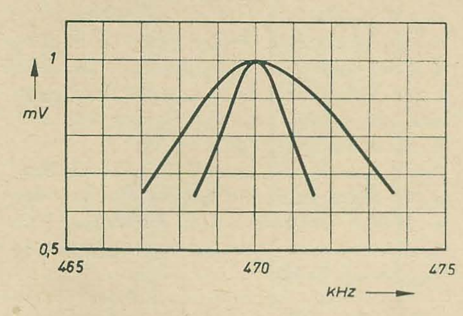


Bild 2: ZF-Durchlaßkurven

An der Schaltung wurde in bezug auf die Arbeitspunkteinstellung, bis auf die bereits erwähnten Basisspannungsteilerwiderstände, nichts geändert, obwohl die Tatsache, daß am Eingang der negative und am Ausgang der positive Pol der Batterie liegt, Messungen erschwert.

Die 25-nF-Abblockkondensatoren können vorteilhaft durch die im Handel erhältlichen scheibenförmigen 30-nF-Kondensatoren ersetzt werden.

Literatur

[1] Valvo: Transistoren und Dioden, März 1961

[2] Telefunken: Röhren- und Halbleiter-Mitteilungen, 560812

[3] Telefunken: Röhren- und Halbleiter-Mitteilungen, 580440

[4] Lennartz und Taeger: Funktechniksammlung, Transistorschaltungen

Ein reizendes Ringelspiel!

oder:

Wie verärgert man am besten die Bevölkerung?

Ein Drama in fünf Akten

1. Akt

Ort der Handlung: PGH Rundfunk-Fernsehen Schwarzenberg/Erzgeb.

Tragikomische Person, auch Kunde genannt: „Guten Tag!"

PGH: „Guten Tag!"

Kunde: „Hier, mein ‚Puck' arbeitet nicht richtig, könnten Sie den mal bitte nachsehen?"

PGH; „Ach, der Koffersuper von Halle. Moment, werden wir gleich haben. Nehmen Sie bitte einen Augenblick Platz."

(Der Apparat wird geprüft.)

PGH: „Ja, also das ist Pech, die Drehkos sind kaputt. Wir müssen vom Herstellerwerk neue bestellen. Das wird ein paar Tage dauern."

Kunde: „Wer ist denn das Herstellerwerk?"

PGH: „Der VEB Funkwerk Halle."

Kunde: „Ich habe mal gehört, den soll es gar nicht mehr geben?"

PGH: „Das stimmt schon, der ehemalige VEB Funkwerk Halle ist jetzt dem VEB Fernsehgerätewerke Staßfurt angegliedert. In Ihrem Fall macht das aber keinen Unterschied, der Werkteil Halle ist weiter für die Belieferung der Reparaturwerkstätten mit typengebundenenErsatzteilen verantwortlich. Wir werden gleich an sie schreiben."

Kunde: „Vielen Dank! Auf Wiedersehen!"

PGH: „Auf Wiedersehen!"

2. Akt

Ort der Handlung: VEB Fernsehgerätewerke Staßfurt, Werk Halle, Kundendienst.

Zeit: Etwa eine Woche später.

Sekretärin: „Kollege Hetzel, da ist noch die Anfrage der PGH aus Schwarzenberg wegen der Drehkos für den ‚Puck'!"

Kollege Hetzel, Sachbearbeiter: „Schicken Sie ihnen die übliche Bestätigungskarte! Ach, wissen Sie was, warum sollen wir uns mit Arnstadt herumärgern? Schreiben Sie auf die Bestätigungskarte: *‚Drehko ‚Puck' Lieferung erst ab August möglich, da das Herstellerwerk, Fernmeldewerk Arnstadt/Th., nicht liefert. Wenden Sie sich bitte an das Herstellerwerk.'* Haben Sie? Gut!"

3. Akt

Ort der Handlung: VEB Fernmeldewerk Arnstadt, Abt. Absatz.

Sekretärin: „Kollege Kerkau, Sie sollten endlich die Anfrage der PGH Rundfunk-Fernsehen aus Schwarzenberg beantworten. Das Schreiben liegt schon bald drei Wochen hier."

Kollege Kerkau, Gruppenleiter in der Abt. Absatz: „Worum ging es denn da? Geben Sie mal her! Ach so, die Drehkos für ‚Puck'. Machen wir die denn überhaupt noch? Die machen wir doch gar nicht mehr! Passen Sie auf, schreiben Sie: *‚Die Fertigung des von Ihnen benötigten Drehkondensators 0270.024.00001 läuft seit einiger Zeit bei der PGH Febana, Erfurt, Straße der Einheit 2a. Bitte wenden Sie sich direkt an den vorgenannten Betrieb.'* So, jetzt haben wir erst mal Ruhe!"

4. Akt, Szene 1

Ort der Handlung: PGH Rundfunk-Fernsehen Schwarzenberg.

Zeit: Etwa zwei Wochen später.

PGH: „Also das ist doch wirklich ein Skandal! Halle verweist uns an Arnstadt, Arnstadt schiebt uns an die PGH Febana in Erfurt ab und jetzt schreibt uns diese: *‚Die von Ihnen gewünschten 2 Stück Drehkondensatoren 024.00001 können wir Ihnen leider nicht liefern, da nach dem neuesten Stand die Auslieferung über das VEB Fernmeldewerk Arnstadt erfolgt. Wir bitten Sie, sich in dieser Angelegenheit nochmals an das Fernmeldewerk Arnstadt zu wenden.'* Natürlich werden wir erneut an Arnstadt schreiben, aber paßt mal auf, die schieben uns wieder ab! Vielleicht zurück an Halle?!"

4. Akt, Szene 2

Ort der Handlung: VEB Fernmeldewerk Arnstadt, Abt. Absatz, Büro des Absatzleiters.

Zeit: Etwa vier Wochen später.

Sekretärin: „... Ja, und hier ist noch die Unterschriftenmappe aus der Abteilung Kerkau. Da ist ein zweites Schreiben an die PGH aus Schwarzenberg. Schon wieder drei Wochen her, daß die geschrieben haben."

Kollege Tönnies, Absatzleiter, (liest laut vor sich hin): „*‚3. 10. 61. Auf Ihr Schreiben vom 13. 9. 61 zurückkommend, bitten wir Sie, sich direkt an den Geräte herstellenden Betrieb VEB Fernsehgerätewerke Staßfurt, Betrieb Halle, zu wenden. Dieser ist grundsätzlich für Ersatzteillieferungen zuständig. Das vorgenannte Werk hat bei uns eine Ersatzteilbestellung aufgegeben, zu deren Lieferung wir vertraglich mit Halle gebunden sind, so daß eine Direktbelieferung nicht möglich ist.'* So, unterschrieben! Noch was?"

Sekretärin: „Ja ... aber, Kollege Tönnies, haben Sie das nicht auch schon am 22. August gewußt, als Sie in dem ersten Brief an die PGH in Schwarzenberg genau das Gegenteil unterschrieben?"

Kollege Tönnies (ist zunächst sprachlos, faßt sich aber): „Na, wo kämen wir denn hin, wenn man alles so genau lesen würde, was man unterschreibt?"

Sekretärin: „Vielleicht zu besseren Leitungsmethoden, Kollege Tönnies!"

5. Akt

Ort der Handlung: PGH Rundfunk-Fernsehen Schwarzenberg

Erster Mechaniker: „Na, das war ja eine Aufregung heute früh, als der Chef ohnmächtig wurde. Was hat er denn bloß gehabt?"

Zweiter Mechaniker: „Das weißt Du nicht? Heute kamen doch die Drehkos aus Halle! *17 Wochen nach der ersten Bestellung!* Aber, Mensch, was ist denn mit Dir los? Du wirst ja plötzlich so käsig im Gesicht!"

Erster Mechaniker (mit schwacher Stimme): „Die Drehkos? Für den ‚Puck'? Mensch ..."

(Er sinkt auf einen Stuhl.)

Nachwort:

Dies ist leider kein Schlüsseldrama, auch sind die mit Namen genannten Personen keineswegs frei erfunden. Sie existieren vielmehr, und zwar in den hier angegebenen Funktionen. Interessierten Stellen — wir hoffen, daß sich darunter auch die Leitungen der genannten Werke und die VVB Rundfunk und Fernsehen sowie die VVB Bauelemente und Vakuumtechnik befinden mögen — sei versichert, daß zwar die Umstände, unter denen die Briefe diktiert wurden, nicht aber ihr Wortlaut, der Phantasie des Autors entsprangen. *Schäffer*

A_L-Wert-Messung von Kernblechen

Dipl.-Ing. K. ECKERT

Im folgenden werden zwei Verfahren zum Bestimmen des A_L-Wertes von Kernblechen erläutert, wobei speziell auf die Kernschnitte M 20 ··· M 102 eingegangen wird. Dabei erweist es sich als zweckmäßig, den Zusammenhang der benutzten magnetischen Größen voranzustellen.

Grundlagen

Der A_L-Wert kennzeichnet die magnetischen Eigenschaften und ist eine Materialkonstante. Er gibt die erreichbare Induktivität pro Quadrat der Windungszahl an:

$$A_L = \frac{L}{w^2} \tag{1}$$

Der A_L-Wert kann physikalisch als magnetischer Leitwert des Spulenkernes aufgefaßt werden, denn aus dem Induktionsgesetz

$$-E_{ind} = w \cdot \frac{d\Phi}{dt} \tag{2}$$

und dem Durchflutungsgesetz

$$\Phi = \frac{I \cdot w}{R_m} \tag{3}$$

erhält man bei zeitlich veränderlichem Strom:

$$E_{ind} = -\frac{w^2}{R_m} \cdot \frac{di}{dt} = -L\frac{di}{dt}, \tag{4}$$

wobei

$$L = \frac{w^2}{R_m} \tag{5}$$

ist. Damit läßt sich also schreiben:

$$A_L = \frac{L}{w^2} = \frac{1}{R_m} = G_m \tag{6}$$

In Analogie zum elektrischen Fall lautet die Bemessungsgleichung für den magnetischen Leitwert

$$G_m = \mu_0 \mu \frac{q}{l} \tag{7}$$

Der magnetische Leitwert und damit auch der A_L-Wert sind mit der wirksamen Permeabilität μ und den Kernabmessungen verknüpft. Zu den Kernabmessungen zählen

- l die magnetische Weglänge (Normwerte in DIN 41301 tabelliert) und
- q der effektive Kernquerschnitt.

Der effektive oder wirksame Kernquerschnitt q läßt sich am genauesten aus dem Kerngewicht G, der Dichte ϱ[1], der Fläche des Kernbleches F und der Breite des bewickelten Schenkels b bestimmen; gegebenenfalls kann man mit F/b = 1 die Beziehung noch vereinfachen, wenn die magnetische Weglänge bekannt ist.

$$q = \frac{G \cdot b}{F \cdot \varrho} = \frac{G}{l \cdot \varrho} \tag{8}$$

Die Normwerte für G sind für eine Dichte von ϱ = 7,6 kg/dm³ in DIN 41301 festgelegt. Für andere Werte von ϱ gilt

$$G = \frac{\varrho \cdot G_{7,6}}{7{,}6\ \text{kg/dm}^3} \tag{9}$$

Nach Gleichung (7) ergibt sich eine Berechnungsmöglichkeit der wirksamen Permeabilität μ aus dem gemessenen A_L-Wert. Für die gebräuchlichsten Kernschnitte (M-Schnitte) kann der Faktor

$$\frac{l}{\mu_0 q}$$

entsprechend den genormten Kerngewichten der Tabelle 1 entnommen werden.

Die Beziehung zwischen Feldstärke H und Flußdichte B

$$B = \mu_0 \mu H \tag{10}$$

ist bei ferromagnetischen Medien nicht mehr linear. Der Zusammenhang in Eisen führt deshalb auf die bekannte Magnetisierungskurve in Form einer Hystereseschleife, die experimentell aufgenommen und grafisch dargestellt werden kann. Trotz aller Bemühungen läßt sich diese Kurve bis heute noch nicht in einer allgemeinen mathematisch formulierbaren Form darstellen. μ ist also keine Konstante mehr, sondern eine Funktion von H [μ = f (H)]. Ist ein magnetischer Kreis mit einer bestimmten Durchflutung gegeben oder der Teil der magnetischen Spannung Δv bekannt, der an einem Teil des Flußweges Δl abfällt, so erhält man durch Division durch die Länge des Kreises bzw. Länge des Teilweges eine Feldstärke definiert.

$$H = \frac{I \cdot w}{l} \tag{12}$$

Bei differenzieller Betrachtung ergibt sich

$$\mathfrak{H} = \left(\frac{\Delta v}{\Delta l}\right)_{\Delta l \to 0} \tag{13}$$

Die Feldstärkeabhängigkeit der Permeabilität zeigt, daß vergleichbare μ-Werte nur zu erhalten sind, wenn man sich auf bestimmte Feldstärken einigt. DIN 41301 gibt für verschiedene Werkstoffe die einzuhaltenden Feldstärkefestwerte, das sind insbesondere die Werte 5 mOe für hochpermeable Werkstoffe (Muniperm) und 20 mOe für Normaperm und Dynamobleche mit geringem Siliziumgehalt.

Das DIN-Blatt legt dabei fest, daß nur im Bereich schwacher Felder gemessen werden darf, wo ein linearer Zusammenhang zwischen μ und H besteht. Das ist z. B. für Muniperm nur bis 5 mOe und für Normaperm und Dynamoblech bis 20 mOe der Fall.

Das Einhalten der nach DIN 41301 festgelegten Feldstärkewerte bei der Messung des A_L-Wertes erfordert nach Gleichung (12) einen konstanten, einzuspeisenden Strom entsprechender Größe.

Iterationsverfahren

Das Iterationsverfahren beruht auf einer Induktivitätsmessung bei vorgegebener magnetischer Feldstärke bzw. vorgegebenem Strom I. Eine Probespule bekannter Windungszahl (zweckmäßigerweise w = 100) wird mit den zu untersuchenden Kernblechen beschachtelt. Je nach späteren Einsatz kann dies wechselseitig oder gleichseitig erfolgen. Zur genauen L-Messung eignet sich z. B. die LCR-Meßbrücke Typ 1008 vom VEB Funkwerk Erfurt. Die einstellbare Meßspannung ist dabei so zu wählen, daß ein dem Feldstärkewert entsprechender Brückenzweigstrom fließt (Maxwell-Wien-Brücke). Da der Strom jedoch vom induktiven Widerstand des Meßlings abhängt, ist eine Angabe der Meßspannung nicht möglich, sondern muß durch einen iterativen Meßvorgang bestimmt werden.

Bei Berücksichtigung der anzusetzenden magnetischen Feldstärke erhält man aus folgenden Beziehungen die Umrechnungsformel $\mathfrak{U}_{mess}$ = f (L):

$$\oint H\,dl = \mathfrak{J} \cdot w, \tag{14}$$

$$\mathfrak{J} = \frac{\mathfrak{U}_{mess}}{\mathfrak{R}} = \text{konstant}, \tag{15}$$

$$\omega L \approx |\mathfrak{R}|, \tag{16}$$

$$1\,\frac{A}{cm} = 1{,}256\ \text{Oe} \tag{17}$$

Für die Meßspannung ergibt sich daraus

$$\mathfrak{U}_{mess} = \frac{H \cdot l \cdot \omega}{1{,}256 \cdot w \cdot 10^3} \cdot L \quad \text{in V}, \tag{18}$$

$$\mathfrak{U}_{mess} = C_1 \cdot L \quad \text{in V}. \tag{19}$$

wobei H in mOe, l in cm und L in H einzusetzen sind. Die Konstante C_1 ist für verschiedene Feldstärken und Kerngrößen der Tabelle 2 zu entnehmen (w = 100,50 Hz).

Gleichung (16) legt als Bedingung fest, daß neben den Wirbelstrom- und Hystereseverlusten vor allem der Ohmsche Widerstand der Wicklung der Probespule vernachlässigbar klein sein muß. Das läßt sich für 100 Windungen bei vollem Ausnutzen des Wickel-

Tabelle 1

	M 20	M 30	M 42	M 55	M 65	M 74	M 102
$\frac{1}{\mu_0 q}$ in $\frac{1}{H}$	$1{,}7 \cdot 10^9$	$1{,}32 \cdot 10^9$	$5{,}04 \cdot 10^8$	$3{,}36 \cdot 10^8$	$2{,}47 \cdot 10^8$	$2{,}06 \cdot 10^8$	$1{,}77 \cdot 10^8$

Tabelle 2

		M 20	M 30	M 42	M 55	M 65	M 74	M 102
C_1 in $\frac{V}{H}$	5 mOe	0,059	0,0898	0,128	0,164	0,1945	0,221	0,299
	20 mOe	0,236	0,359	0,512	0,657	0,778	0,884	1,195

[1]) Entspricht zahlenmäßig der Wichte γ.

raumes ohne weiteres erreichen. Es ergeben sich für die in Tabelle 1 angeführten M-Schnitte Werte von $R_{sp} < 300\ m\Omega$. Die Messung ist nach DIN 41301 außerdem mit 50 Hz durchzuführen, wobei bei der LCR-Meßbrücke Typ 1008 als L-Meßgerät der Eigengenerator (80, 800, 8000 Hz von der Brücke getrennt und mit einem 50-Hz-Generator fremd eingespeist werden muß.

Die L-Messung wird dann so vorgenommen, daß zunächst ein Spannungswert frei wählbarer Größe eingestellt wird.

Richtwerte:

Muniperm (5 mOe): 6 mV (M 30) ··· 33 mV (M 42),
Normaperm (20 mOe): 24 mV (M 42),
Dynamoblech IV (20 mOe): 6 mV (M 42) bis 50 mV (M 102).

Die mit dieser Spannung und damit Hystereseaussteuerung ermittelte Induktivität wird in Gleichung (19) eingesetzt und eine neue Meßspannung berechnet, mit der dann der zweite Meßvorgang ausgeführt wird. Dies ist solange zu wiederholen, bis berechnete und vorher eingestellte Meßspannung nicht mehr voneinander abweichen. Die Iteration (schrittweise Annäherung an das richtige Ergebnis) ist dann beendet. Die Bilder 1 und 2 zeigen im Prinzip zwei derartige sich wiederholende Meßvorgänge. Man erkennt daraus, daß gegebenenfalls die Iteration bis zu zehnfach sein muß, bis man den gewünschten Endzustand erreicht. Aus L läßt sich nun leicht der A_L- bzw. μ-Wert ermitteln:

$$A_L = \frac{L}{w^2} = C_2 \cdot L\,, \qquad (20)$$

$$\mu = \frac{L}{w^2} \cdot \frac{1}{\mu_0 \cdot q} = C_2 \cdot C_3 \cdot L\,. \qquad (21)$$

C_2 beträgt dabei 10^{-4} für 100 Windungen der Probespule, unabhängig von der Kerngröße. Die kernschnittabhängigen Werte für C_3, entsprechend den genormten Kerngewichten, sind Tabelle 1 zu entnehmen.

Wegen

$$\frac{dL}{L} = \frac{d\mu}{\mu} = \frac{d\,A_L}{A_L} \qquad (22)$$

überträgt sich der Fehler der L-Ermittlung direkt auf A_L bzw. μ. Durch die hohe Meßgenauigkeit ($\pm 0{,}5\,\% + 3\,\mu H$) der LCR-Meßbrücke Typ 1008 kann bei sorgfältiger Ausführung der Messung der Fehler sehr klein gehalten werden.

A_L-Meßplatz

Vom Zentrallaboratorium für Fernmeldetechnik Berlin wurde ein Meßplatz zur vereinfachten Messung des A_L-Wertes von Kern-

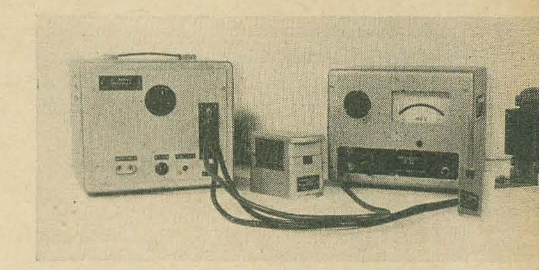


Bild 3: Ansicht des A_L-Meßplatzes mit Stromversorgungsgerät, Probeaufnahme und Röhrenvoltmeter (Typ MV 1 von Clamann und Grahnert)

sitzt, eignen sich nur Röhrenvoltmeter mit entsprechend hochohmigem Eingang (MV 1: $R_E \geqq 10\ M\Omega$).

Bild 4 zeigt den Stromlaufplan des Meßplatzes. Der Transformator Tr_1 transformiert die Netzspannung auf 50 V herab. Der Eisenwasserstoffwiderstand im Sekundärkreis sorgt dafür, daß der Primärstrom für Tr_2 konstant bleibt. S_2 dient zum Abgleich des Primärstromes. Der Stromwandler Tr_2 liefert sekundärseitig den Magnetisierungsstrom entsprechend den vier eingestellten Feldstärkefestwerten 1, 5, 20 oder 100 mOe. Kontakt S_4 ist nur bei angeschalteter Probeaufnahme ge-

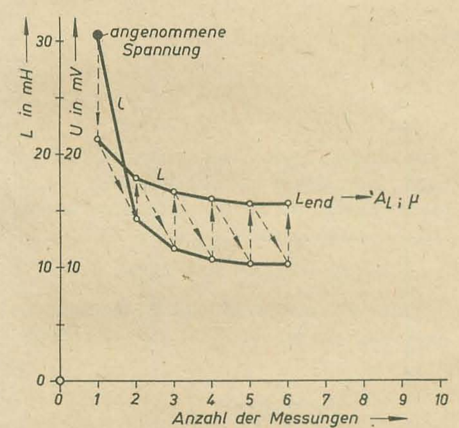


Bild 1: Ermittlung der Endinduktivität einer Probespule mit 100 Wdg. (M 55) nach dem Iterationsverfahren (20 mOe) (senkrechte gestrichelte Linien ≙ L-Messung, schräge gestrichelte Linien ≙ U-Berechnung, gilt auch für Bild 2)

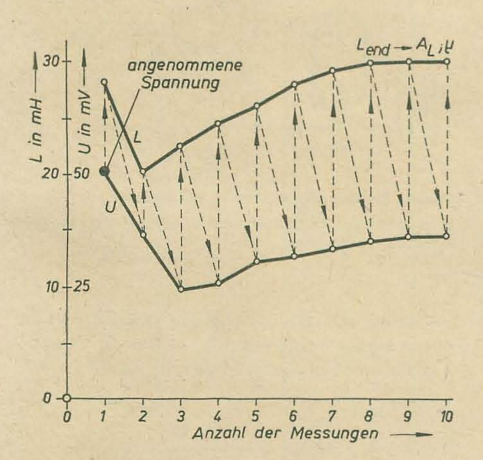
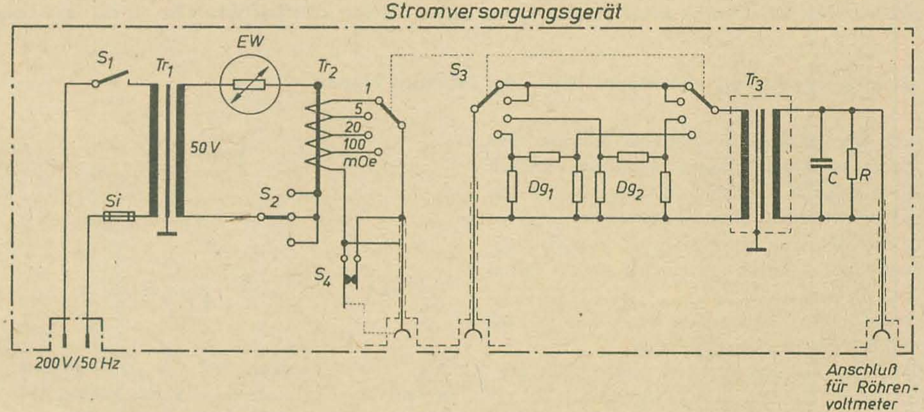


Bild 2: Ermittlung der Endinduktivität einer Probespule mit 100 Wdg. (M 102) nach dem Iterationsverfahren (20 mOe)



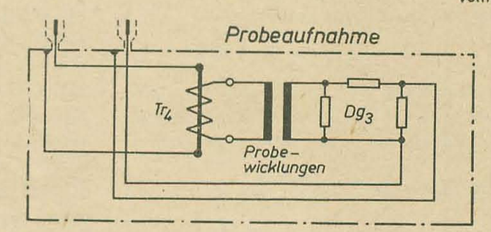


Bild 4: Stromlaufplan des A_L-Meßplatzes (Stromversorgungsgerät und Probeaufnahme)

blechen entwickelt. Die zeitraubende Iteration und die damit verbundenen Zwischenrechnungen entfallen hierbei. Der Meßplatz besteht aus einem Stromversorgungsgerät, einem Röhrenvoltmeter als Anzeigeteil und Probeaufnahmen für folgende Kernschnitte:

KT 10, KT 16, M 20, M 30, M 42, M 55, M 65 und M 74.

(Eine Probeaufnahme für den auch häufig gebrauchten Schnitt M 102 fehlt leider.)

Bild 3 zeigt den Meßplatz mit dem Röhrenvoltmeter MV 1 von Clamann & Grahnert. Da das Stromversorgungsgerät einen relativ großen Innenwiderstand von etwa 110 kΩ be-

öffnet. Tr_4 der Probeaufnahme dient zur Anpassung des jeweiligen Eisenweges des betreffenden Kerntyps. Das Dämpfungsglied Dg_3 beseitigt dabei die Abhängigkeit der in der Probewicklung induzierten Spannung von der magnetischen Weglänge. Die induzierte Spannung wird für die beiden kleineren Feldstärkewerte dem sekundärseitig auf 50 Hz abgestimmten Ausgangsübertrager direkt zugeführt. Die für 20 mOe und 100 mOe eingeschalteten Dämpfungsleitungen Dg_1 und Dg_2 berücksichtigen den Einfluß der Feldstärke auf die induzierte Spannung und bewirken eine Reduktion auf den für 5 mOe zutreffenden Betrag. Durch Ablesen eines proportio-

nalen Spannungswertes am Röhrenvoltmeter wird nach dieser Methode die A_L-Messung auf eine Spannungsmessung zurückgeführt. Entsprechend der Reduktion mit Dg_1 und Dg_2 gibt es nur zwei Konstanten, die den A_L-Wert mit der Spannung verknüpfen:

$$A_L = K_{1,2} \cdot \mathfrak{U} \qquad (23)$$

wobei $K_1 = 4{,}07 \cdot 10^3$ H/V für 1 mOe und $K_2 = 0{,}81 \cdot 10^3$ H/V für 5, 20, 100 mOe betragen.

Diese Werte sind allerdings geräteexemplarabhängig und sind individuell festzulegen. Sie enthalten als wesentliche Faktoren die magnetische Feldstärke H und die magnetische Weglänge l.

Setzt man in Gleichung (23) die Spannung in mV ein, so erhält man den A_L-Wert in 10^{-9} H. Die wirksame Permeabilität wird mit den in Tabelle 1 genannten Faktoren ermittelt.

Der A_L-Meßplatz bietet den Vorteil, daß das Be- und Entschachteln einer Probespule und damit vor allem bei hochpermeablen Werkstoffen der Umschachtelungsfehler wegfällt. Wie aus Bild 3 zu ersehen ist, braucht man die Bleche nur, gleichgültig ob gleich- oder wechselseitig geschichtet, in die Probeaufnahmen einzulegen. Nach Schließen des Deckels können dann bereits die dem A_L-Wert proportionalen Spannungswerte abgelesen werden. Das Probenpaket wird dabei durch eine entsprechend gefederte Deckelkonstruktion mit dem vorgeschriebenen Wert von 1 kp belastet.

Es ist dabei zu beachten, daß man zuerst die Permeabilitäten der kleineren Feldstärkewerte bestimmt und dann erst auf höhere Feldstärkewerte umschaltet, um den permeabilitätsmindernden Vormagnetisierungseffekt zu vermeiden.

Die aus der Messung am kompletten Kern gewonnene wirksame Permeabilität stimmt mit der Werkstoffpermeabilität μ_r nur dann überein, wenn das Eisen über den ganzen Querschnitt magnetisch homogen ist. Infolge des Luftspaltes, der Form des Blechschnittes und der mechanischen Beanspruchung beim Stanzen sowie beim Messen der Bleche ist die Homogenität nicht mehr gewährleistet und somit die wirksame Permeabilität kleiner als die Werkstoffpermeabilität.

Entsprechend der Erprobung beider Verfahren läßt sich zusammenfassend feststellen, daß der A_L-Meßplatz bei einem angegebenen maximalen Meßfehler von $\pm 10\,\%$ und der einfachen Handhabung sowie der unkomplizierten Auswertung des Ergebnisses vor allem dazu geeignet scheint, durch Reihenuntersuchungen bzw. Stichprobenmessungen größerer Kernblechmengen unzulässig hohe Fertigungsstreuungen zu erkennen oder ein schnelles Nachprüfen des A_L-Wertes bestimmter Materialien vorzunehmen. Dabei lassen sich z. B. für Wareneingangskontrolle ungelernte Kräfte zur Bedienung des A_L-Meßplatzes einsetzen.

Das Iterationsverfahren wird den Laboratorien und Prüffeldern für einzelne Messungen vorbehalten bleiben, wobei durch Einsatz einer Präzisionsmeßbrücke zur L-Ermittlung der Meßfehler sehr klein gehalten werden kann.

Schwankt bei der Amplitudenmodulation die Amplitude des Trägers?

Diskussion zu dem in Heft 22 (1961) veröffentlichten Artikel von Herrn Dr. Henkler

Diskussionsbeitrag von Herrn Dipl.-Ing. Joachim Nernn

Der zur Diskussion gestellte Aufsatz von Herrn Dr. Henkler kann in einigen Punkten Mißverständnisse aufkommen lassen. Es soll versucht werden, diese zu beseitigen. Da wäre zuerst zu klären, ob der Begriff „Amplitudenmodulation" falsch ist oder ob er nur falsch interpretiert wird.

Wie kommt eine Amplitudenmodulation zustande? Dafür zwei Beispiele:

Bei der Gittermodulation liegen eine HF-Spannung $\mathfrak{U}_\Omega$ und eine NF-Spannung $\mathfrak{U}_\omega$ zusammen am Gitter einer Röhre:

$$\mathfrak{U}_g = U_\omega \cos \omega t + U_\Omega \cos \Omega t. \qquad (1)$$

Da die Beziehung zwischen I_a und U_g nichtlinear ist, wird die Taylorreihe für die Ermittlung des Anodenwechselstromes angesetzt:

$$\mathfrak{J}_a = S \cdot \mathfrak{U}_g + \frac{T}{2} \cdot \mathfrak{U}_g^2 + \frac{W}{6} \mathfrak{U}_g^3 + \cdots \qquad (2)$$

Mit (1) ergibt sich hieraus in bekannter Weise

$$\begin{aligned}
\mathfrak{J}_a = {} & \frac{1}{4} T (U_\Omega^2 + U_\omega^2) \\
& + \left(S \cdot U_\omega + \frac{W}{8} U_\omega^3 + \frac{W}{4} U_\Omega^2 U_\omega + \cdots\right) \cos \omega t \, + \\
& + \left(S \cdot U_\Omega + \frac{W}{8} U_\Omega^3 + \frac{W}{4} U_\Omega U_\omega^2 + \cdots\right) \cos \Omega t \, + \\
& + \left(\frac{T}{2} U_\Omega U_\omega + \cdots\right) \cos (\Omega \pm \omega) t \, + \\
& + \left(\frac{T}{4} U_\omega^2 + \cdots\right) \cos 2\omega t + \left(\frac{T}{4} U_\Omega^2 + \cdots\right) \cos 2 \Omega t \, + \\
& + \left(\frac{W}{24} U_\omega^3 + \cdots\right) \cos 3 \omega t \\
& + \left(\frac{W}{24} U_\Omega^3 + \cdots\right) \cos 3 \Omega t \, + \\
& + \left(\frac{W}{8} U_\Omega U_\omega^2 + \cdots\right) \cos (\Omega \pm 2 \omega) t \, + \\
& + \left(\frac{W}{8} U_\Omega^2 U_\omega + \cdots\right) \cos (2 \Omega \pm \omega) t + \cdots
\end{aligned} \qquad (3)$$

Wir ersehen hieraus, wie die gewünschten Seitenbänder $\Omega \pm \omega$, die mit dem Betrag $U\omega$ linear verknüpft sind, entstehen. Für eine verzerrungsfreie Modulation ist es notwendig, daß die Kennlinienkrümmung W gleich Null wird. Dann entfallen die Störfrequenzen $\Omega \pm 2\,\omega$, die einen NF-Klirrfaktor k_2 bilden. Alle anderen nichterwünschten Produkte werden durch einen Anodenschwingkreis, der auf Ω abgestimmt ist und die Seitenbänder $\Omega \pm \omega$ noch passieren lassen muß, auf das notwendige Maß herabgesetzt. W wird dann zu 0, wenn eine quadratische Kennlinie vorliegt. Hätten wir eine lineare Kennlinie, wären also S = const. und T = 0, kämen nach (3) keine Seitenbänder und damit auch keine Modulation zustande. Die Möglichkeit einer Modulation und damit des Entstehens von neuen Frequenzen ist demnach an eine Steilheitsänderung gebunden. Da man versuchen muß, im quadratischen Teil der Kennlinie zu bleiben, ist die Ausnutzung der Röhre und damit der Wirkungsgrad schlecht.

Wesentlich günstigere Verhältnisse liegen bei der Anodenmodulation vor. Hierbei wird nach Bild 1 die Anodenspannung der HF-Leistungsröhre im Takte der Niederfrequenz variiert. Das Gitter erhält eine so hohe HF-Spannung $\mathfrak{U}_{g\Omega}$, daß die Röhre bei allen auftretenden Anodenspannungen durchgesteuert werden kann. Man strebt nun eine möglichst lineare Abhängigkeit des Anodenwechselstromes von der Anodengleichspannung an:

$$\mathfrak{J}_a \approx U_a \text{ bei } \mathfrak{U}_g = \text{konst.}$$

Bei absoluter Linearität folgt die HF-Spitzenspannung am Anodenkreis exakt der modu-

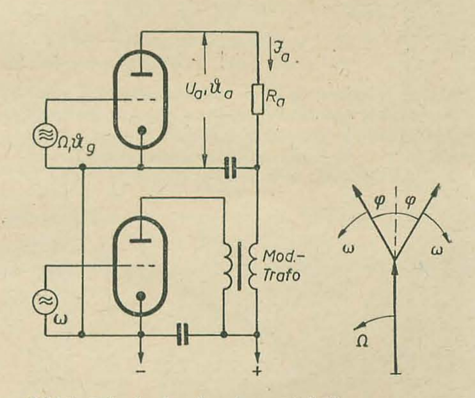


Bild 1: Prinzip der Anodenmodulation

Bild 2: Zeigerdiagramm einer amplitudenmodulierten Schwingung

lierenden NF. Man erhält das bekannte Bild der Amplitudenmodulation. Sehr eindrucksvoll läßt sich in diesem Falle die Beziehung

$$\mathfrak{U}(t) = A_\Omega \left[\cos \Omega t + \frac{m}{2} \cos (\Omega + \omega) t + \frac{m}{2} \cos (\Omega - \omega) t\right]$$

demonstrieren. Deshalb ist zum Erläutern der Verhältnisse die Zeigerdarstellung nach Bild 2

durchaus zutreffend. Diese Darstellung basiert auf der als linear angesetzten Beziehung

$$\mathfrak{J}_a = f(U_a)_{\mathfrak{U}_g = \text{const.}}$$

Niemand wird auf den Gedanken kommen, dieses Zeigerdiagramm für die Erklärung der Verhältnisse an einer nichtlinearen Kennlinie zu benutzen.

Auch bei dieser Modulation sind neue Frequenzen, nämlich die Seitenbänder, entstanden. Die dafür verantwortliche Nichtlinearität ist durch die Stromübernahme des Gitters in Abhängigkeit von der Anodenspannung vorhanden. Soweit stimmt also die Theorie mit der Praxis überein. Man kann alle in (3) aufgezeichneten Komponenten tatsächlich messen. Die Reihe sagt auch aus, daß die Trägerspannung $\mathfrak{U}_\Omega = \mathfrak{J}_\Omega \cdot R_a = S \cdot U_\Omega \cos \Omega t \cdot R_a$ bei einer quadratischen Kennlinie (und nur bei dieser) konstant bleibt (S = Steilheit im Arbeitspunkt). Und doch wird niemand bestreiten können, daß das Bild der Amplitudenmodulation, wie es beim Spezialfall des A3-Senders sich zeigt, real ist.

Es ist nicht sinnvoll, als Beweis für konstante Trägerspannung anzuführen, daß eine in Abhängigkeit von der Zeitfunktion des Zeichens schwankende Trägeramplitude in der „trägerabhängigen" Fadingregulierung von Rundfunkempfängern unerwünschte Mit- oder Gegenkopplungen hervorrufen müßten. Das ist bekanntlich nicht der Fall. Das hat aber nur seinen Grund darin, daß in den Regelkreis eine hinreichend große Zeitkonstante in Form von hochohmigen Widerständen und Kapazitäten eingefügt ist, die solche Effekte sicher unterbindet. An der Schwundregeldiode findet eine Demodulation des AM-Signals statt. Neben den dabei auftretenden neuen Frequenzen (in der Hauptsache ω) stellt sich auch ein Gleichstromanteil, nämlich der Richtstrom, ein. Dieser erzeugt am Arbeitswiderstand die Schwundregelspannung. Diesem überlagert ist u. a. noch U_ω, was durch die nachfolgenden RC-Glieder ausgesiebt wird. Verkleinert man die Siebkondensatoren bis auf einige unbedingt notwendige 100 pF, wird man feststellen, daß zunächst die Bässe geschwächt werden. Es tritt also tatsächlich eine Gegenkopplung auf, die entsprechend der frequenzabhängigen Siebwirkung der RC-Glieder zunächst die tiefen Frequenzen betrifft.

Außerdem ist es nicht richtig, die Schwundregulierung als trägerabhängig zu bezeichnen. Wie müßte wohl das ZF-Filter aussehen, wenn die Diode nur die Trägerfrequenz, aber keine Seitenbänder verarbeiten sollte? Oft wird sogar die Schwundregelspannung von der Demodulatordiode abgenommen. Es gelten die gleichen Verhältnisse wie bei der NF-Rückgewinnung.

Die Demodulation eines A3-Signals mittels einer Diode ist ein Weg, den man beschreiten kann. Der gratis mitgelieferte Träger verleitet dazu. Unter Beachten der Voraussetzungen kann man diesen Vorgang auf verschiedene Weise interpretieren. Stets müßte das gleiche Ergebnis herauskommen. Eine Interpretation geht über die Anwendung einer Potenzreihe für eine allgemeine Kennlinie bei Anwesenheit dreier Frequenzen (Träger und ± Seitenbänder). Diese Rechnung ist von Herrn Dr. Henkler in [1] durchgeführt worden. Schon der Abbruch der Reihe nach dem kubischen Glied führt zu einer umfangreichen Rechnung. Der Ansatz ist ganz allgemein

$$i = a_0 + a_1 u + a_2 u^2 + a_3 u^3 + \cdots \quad (4)$$

mit

$$u = A_\Omega \cos \Omega t + A_{\Omega+\omega} \cos(\Omega + \omega) t + A_{\Omega-\omega} \cos(\Omega - \omega) t \quad (5)$$

Die Ausrechnung ergibt für die gewünschte Grundkomponente den Ausdruck

$$i_\omega = [a_2 A_\Omega \cdot (A_{\Omega+\omega} + A_{\Omega-\omega}) + \cdots] \cos \omega t \quad (6)$$

Also nur das quadratische Glied ist für das Entstehen der gewünschten Komponente maßgebend. Dieses gleiche Glied führt aber auch zum Entstehen einer Störfrequenz 2ω:

$$i_{2\omega} = [a_2 \cdot A_{\Omega+\omega} \cdot A_{\Omega-\omega} + \cdots] \cos 2\omega t \quad (7)$$

Das bedeutet das Auftreten eines Klirrfaktors k_2. Bei einem Modulationsgrad von 100 % sind $A_\Omega = 1$ und $A_{\Omega+\omega} = A_{\Omega-\omega} = 0{,}5$ zu setzen. Die Amplituden von (7) und (6) ins Verhältnis gesetzt, ergibt den Klirrfaktor

$$k_2 = \frac{\mathfrak{J}_{2\omega}}{\mathfrak{J}_\omega} = 0{,}25 \triangleq 25\,\%,$$

bei Abbruch der Reihe nach dem kubischen Glied. Das entspricht einer quadratischen Kennlinie. Da aber die Diodenkennlinie als angenähert lineare Knickkennlinie — zumindest bei hohem Arbeitswiderstand — angenommen werden darf, muß man die Potenzreihe theoretisch unendlich lang machen. Die Rechnung führt sehr bald ins Uferlose. Soviel kann man aber übersehen, daß alle weiteren Komponenten, die für das Entstehen von $i_{2\omega}$ verantwortlich sind, positiv sind. Der Klirrfaktor k_2 wird also höchstens noch größer, niemals geht er aber nach Null. Wie man sich jedoch durch Messung überzeugen kann, ist der Gesamt-Klirrfaktor in der Größenordnung von 1 %. Werte von 0,2 % sind erreichbar bei Modulationsgraden bis nahe 100 %. Offenbar ist schon im Ansatz etwas unbeachtet geblieben. Und zwar ist das — wir sprechen ja vom normalen AM-Rundfunksender und -empfänger — die Anwesenheit eines Lade-C's. Diese Kapazität sorgt für annähernde Spitzengleichrichtung. Es wird durch die Anwesenheit einer unmodulierten HF-Amplitude ein Arbeitspunkt festgelegt, wo ein Ruhe-Richtstrom durch Diode und Arbeitswiderstand fließt. Um diesen Arbeitspunkt herum bewegen sich nun alle HF-Amplitudenschwankungen. Kurz gesagt, der Richtstrom folgt der Einhüllenden, das ist nicht zu leugnen. Es gibt jedoch drei Faktoren, die zu Verzerrungen, also Abweichungen des Richtstromes von der Einhüllenden, führen:

1. Abweichungen der Diodenkennlinie von der geraden Knickkennlinie,
2. nichtvollständige Spitzendemodulation und
3. kapazitive Belastung.

Zu 1. ist zu sagen, daß die Einstellung eines Richtstromes und damit des Arbeitspunktes zu Verhältnissen führt, wie sie im A-Betrieb einer Verstärkerröhre vorliegen. Eine Nichtlinearität in der Umgebung des Arbeitspunktes verursacht höhere Harmonische der NF.

Zu 2.: Spitzendemodulation wird niemals absolut erreicht. Das führt zum Ausbilden eines Richtstromes, der etwa dem im Bild 3 dargestellten entspricht. Es bleibt ein Rest der HF_Ω übrig, der angenähert Sägezahnform hat und dessen Amplitude von der Zeit abhängig ist. Dieser Rest führt mit den Seitenbandfrequenzen $\Omega \pm \omega$ zur Modulation. Die Ermittlungen der in diesem Fall auftretenden Verzerrungen etwa in der Form $k = f(\tau_1, \tau_2, m, \Omega/\omega)$ wäre eine interessante Aufgabe. (Wegen τ siehe weiter unten.) Wenn jedoch $\Omega \gg \omega$ ist, kann dieser Fehler vernachlässigbar klein gehalten werden.

Zu 3.: Kapazitive Belastung führt zu einer Drehung und damit Verkürzung der Arbeitsgeraden im J_a — U_a-Kennlinienfeld. Dadurch wird der höchst zulässige, von ω abhängige,

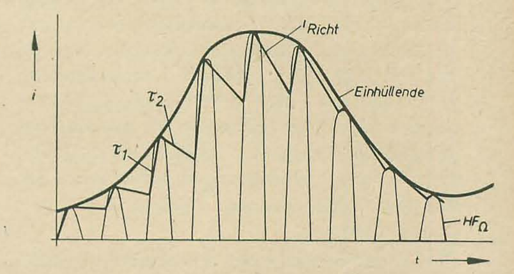


Bild 3: Demodulatordiode mit Ladekondensator
(Der Verlauf von i_{Richt} und i_{Ra} im Bild 4 entspricht in seinen Stufen der e-Funktion)

Modulationsgrad eingeschränkt. Dieser Fall ist mit dem des Falles 2 direkt verknüpft. Das Lade-C bildet eine kapazitive Belastung der Diode. Zusammen mit den Widerständen bestehen dann zwei Zeitkonstanten τ_1 und τ_2 (siehe Bild 3). Es sind $\tau_1 = C_{Lade} \cdot R$ (R ist der Durchlaßwiderstand der Diode) verantwortlich für die Aufladung und $\tau_2 = C_{Lade} \cdot R_a$ (R_a ist der Arbeitswiderstand) verantwortlich für die Entladung. Man erkennt sofort, daß τ_2 einen bestimmten Wert nicht überschreiten darf, damit die Entladung mindestens genau so schnell vor sich geht, wie der Amplitudenabfall bei der höchsten NF. Bei zu großem Lade-C tritt der Fall ein, daß die Diode vorzeitig sperrt und eine Entladung mit τ_2 nur über R_a erfolgt. Der Strom durch den Arbeitswiderstand hat dann etwa den im Bild 4 gezeichneten Verlauf und weicht mehr oder weniger stark von der Form der Einhüllenden ab. Dies ist die Hauptursache für das Entstehen von starken Verzerrungen, vor allem bei hohen NF-Frequenzen. Zur Information sei das Ergebnis einer Ableitung angegeben, die in [2] zu finden ist:

$$C_{Lade} < \frac{\sqrt{1 - m^2}}{\omega_{max} \cdot R_a \cdot m},$$

m ist hierbei der Modulationsgrad. Demnach ist ein Modulationsgrad von 100 % (m = 1) nicht mehr verzerrungsfrei zu demodulieren, weil mindestens das Schalt-C vorhanden ist. Darüberhinaus ist man bestrebt, den Arbeitswiderstand im Sinne einer beträchtlichen Scherung und damit weitgetriebenen Linearisierung der Kennlinie möglichst groß zu machen. Beide Forderungen stehen sich entgegen. Wir haben nun gesehen, daß der be-

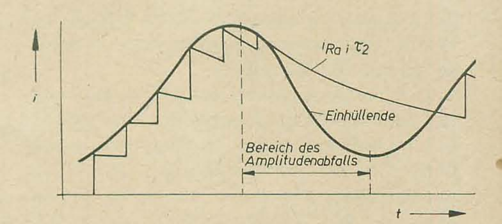


Bild 4: Zu große Zeitkonstante *(s. a. Zusatz für Bild 3)*

schriebene Potenzreihenansatz im Falle des AM-Demodulators im Rundfunkempfänger unzweckmäßig ist, da

1. wegen des Lade-C's die Voraussetzungen (HF-Strom durch die Diode, s. Bild 3) nicht hinreichend genau bestimmbar sind, und
2. andere Einflüsse sehr schnell zu beträchtlichen Klirrfaktoren führen, die durch den Reihenansatz überhaupt nicht erkennbar werden.

Aus diesen Gründen ist und bleibt die andere Interpretation des Demodulationsvorganges die weitaus mehr brauchbare. Und das ist eben die zur Diskussion stehende „Einhüllenden-Demodulation". Man geht von einem unverzerrten AM-Signal aus, wobei die Einhüllende tatsächlich ein exaktes Abbild der modulierenden NF ist. Verzerrungen haben dann die bei den vorhergenannten Punkten 1 ··· 3 genannten Gründe.

Wir stellen also fest, daß der Begriff „Amplitudenmodulation" durchaus den Kern der Sache trifft. Man muß nur wirklich bei der Interpretation von den physikalischen Tatsachen ausgehen. Selbstverständlich sind bei A3 drei Frequenzen vorhanden. Und nur die vollständige Symmetrie der beiden Seitenbänder zum Träger, dargestellt durch cos $(\Omega + \omega)$ t und cos $(\Omega - \omega)$ t, liefert bei der geometrischen Addition den bekannten Schwingungszug. Diese Symmetrie ist bei A3 exakt vorhanden. In der gesamten Hochfrequenztechnik versteht man unter Amplitudenmodulation ein- und dasselbe. Nämlich die Betriebsart A3 mit möglichst treuer Widerspiegelung der NF in der Einhüllenden. Das ist der Normalfall. Alle anderen Fälle, wo ganz formell mehrere Frequenzen und eine Nichtlinearität beteiligt sind, haben auch andere Namen, z. B. „AM mit unterdrücktem Träger" (Schwebung zwischen den beiden Seitenbändern). Dem Verfasser ist kein Fall bekannt, wo diese Begriffe beim Lehren oder Lernen zu Unklarheiten geführt hätten. Man muß nur die technische Wirklichkeit beachten. Dem Verfasser des zur Diskussion stehenden Aufsatzes muß man aber beipflichten, wenn er verlangt, als Merkmal für die Amplitudenmodulation nicht mehr eine „schwankende Trägeramplitude" zu bezeichnen. Das widerspricht der mathematischen Wirklichkeit. Nur das Vorhandensein zweier in Phase und Frequenz symmetrisch zum Träger liegender Seitenbände ist das alleinige Merkmal.

Es wird behauptet, daß das Festhalten an diesen überlieferten (angeblich falschen) Begriffen daran schuld sei, daß heute noch unrentable A3-Sender gebaut werden. Das ist sehr verwunderlich. Es ist kaum glaubhaft, daß die ganze Welt noch heute A3-Sender und -Empfänger baut, nur weil angeblich fast alle Techniker falsche Vorstellungen von der Modulation haben. Vielmehr ist das doch ein ökonomisches Problem. Man stelle sich nur einmal vor, was allein der Umbau der Anlagen des gesamten Sendenetzes nur in Europa bedeutet. Ganz schlimm wird es, wenn man die Empfangsseite betrachtet.

Und damit sind wir bei der irrigen Meinung, daß der Einseitenbandempfang keines wesentlichen Mehraufwandes empfängerseitig bedürfe. Und daß darüber hinaus auch noch die Oszillatorkonstanz nicht erhöht zu werden brauche. Die Rückgewinnung eines NF-Signales geschieht in der ESB-Technik durch Rückumsetzung des $HF_{\Omega_0+\omega}$-Signales. Bei ESB ist die Grundfrequenz HF_{Ω_0} entweder nicht vorhanden oder zumindest stark geschwächt. Die Rückumsetzung geschieht nach dem Gesetz

$$(\Omega_0 + \omega) - \Omega_1 = \omega \qquad (8)$$

(radio und fernsehen 22 [1961] S. 695). Die Gleichung ist erfüllt bei $\Omega_0 = \Omega_1$, wobei Ω_1 eine von einem zusätzlichen Trägergenerator erzeugte Frequenz ist. Es ist sofort zu sehen, daß bei einer Abweichung $\Delta\Omega_0 = \Omega_1 - \Omega_0 \neq 0$ das entstehende Signal um den gleichen Betrag abweicht:

$$(\Omega_0 + \omega) - (\Omega_0 + \Delta\Omega_0) = \omega - \Delta\Omega_0 \qquad (9)$$

Diese Abweichung bedeutet eine lineare Verlagerung des gesamten NF-Bandes um $\Delta\Omega_0$. Die Wirkung ist eine durchaus andere als z. B. bei einer zu langsam laufenden Schallplatte, wo wenigstens die Harmonie erhalten bleibt. Bei fehlerhaftem Trägerzusatz wird aus einer Oktave eine Disharmonie. Ein Zahlenbeispiel soll das zeigen:

Bei einer Trägerabweichung von 100 Hz ist:

$$\Delta\Omega_0 = 2 \cdot \pi \cdot \Delta F = 2 \cdot \pi \cdot 100\ s^{-1}$$

und bei zwei Originaltönen (Oktave) von 700 Hz und 1000 Hz:

$$\omega_1 = 2 \cdot \pi \cdot f_1 = 2 \cdot \pi \cdot 700\ s^{-1} \text{ und}$$
$$\omega_2 = 2 \cdot \pi \cdot f_2 = 2 \cdot \pi \cdot 1400\ s^{-1}.$$

Entsprechend (9) entstehen nach der Rückumsetzung

$$f_1' = (f_1 - \Delta F) = 600 \text{ Hz} \quad \text{und}$$
$$f_2' = (f_2 - \Delta F) = 1300 \text{ Hz}.$$

Die Musik wäre unerträglich. Werte von $\Delta F = 1 \cdots 2$ Hz dürften die Grenze des Zulässigen darstellen [3]. Für Sprache kann man höhere Werte zulassen. Nach amerikanischen Untersuchungen, die im Prinzip auch für die deutsche Sprache gültig sind, gibt es bei $\Delta F = 10$ Hz ein leichtes Absinken der Verständlichkeit und bei einer sonst störfreien Übertragung ist bei $\Delta F = 200$ Hz die Verständlichkeit noch brauchbar [4, 5, 6]. Bei einer einfachen A3-Übertragung darf der Empfängeroszillator um beliebige Beträge weglaufen, ohne daß NF_ω seinen Wert ändert. Die Hüllkurve zeigt jedoch einen vom Original abweichenden Verlauf, wenn sich ein Seitenband auf einer Flanke des ZF-Filters befinden sollte. Für dieses Seitenband ist dann die Verstärkung $v < v_0$, und dessen Amplitude an der Demodulator-Diode ist kleiner als die des anderen Seitenbandes. Die Symmetrie ist gestört.

Nun die praktische Seite des ESB-Empfanges. Der relativ geringste Eingriff in ein vorhandenes Rundfunkgerät ist das Einfügen eines Zusatzgenerators mit $F_{\Omega_1} = ZF_{Empf}$. an der Stelle der jetzigen Demodulation (Bild 5). Hierbei sind Δ_2 der Fehler des Zusatzoszillators und Δ_1 derjenige des vorhandenen Oszillators. Im ungünstigsten Falle addieren sich die Fehler. Bei einer Temperaturschwankung von $\Delta\vartheta = 15$ °C hat man mit einer Konstanz von $5 \cdot 10^{-4}$ schon einen recht guten ZF-Osz., und $5 \cdot 10^{-5}$ dürften für den Zusatzoszillator in der Massenfertigung kaum zu überbieten sein. Bei der günstigsten Mittelwelle von 500 kHz und einer ZF von 470 kHz schwingt der ZF-Oszillator auf 970 kHz. Mit den angegebenen Konstanzen erhält man also einen möglichen Fehler von $\Delta_1 = 970 \cdot 10^3 \cdot 5 \cdot 10^{-4} = 485$ Hz plus $\Delta_2 = 470 \cdot 10^3 \cdot 5 \cdot 10^{-5} =$ 23,5 Hz. Die im Lautsprecher hörbare NF ist also um $\Delta_1 + \Delta_2 \approx 510$ Hz weggelaufen. Die Synchronisation der Oszillatoren durch Abstrahlen eines kleinen Trägerrestes ist denkbar, jedoch nicht betriebssicher. Ein „kleines Vorsatzgerät" für die Übergangszeit, bis komplette Empfänger vorhanden sind, ist also keine Lösung. Vollständige Einseitenband-Empfänger sind u. a. aus den genannten Stabilitätsgründen derart aufwendig, daß sie für den Hausgebrauch zu teuer sind. Man sollte sich überhaupt davor hüten, das Einseitenbandprinzip bei Sendern als das „Alleinseligmachende" zu bezeichnen. Schon Anfang der zwanziger Jahre begann man mit Versuchen auf diesem Gebiet. Es haften diesem Prinzip einige Nachteile an, die vielleicht die Verwendung eines Doppelseitenband-Prinzips mit unterdrücktem Träger (DSBuT) mehr gerechtfertigt erscheinen lassen [7]. Die HF-Leistungsstufen müssen bei ESB Linearverstärker sein. Aus Wirkungsgradgründen muß man aber einen gewissen Klirrfaktor zulassen. DSBuT-Sender-Endstufen können im C-Betrieb mit hohem Wirkungsgrad arbeiten. Die Seitenbandunterdrückung (lineare Nebensprechdämpfung) im ESB-Sender ist kaum über 60 dB zu bringen. Jeder normale Super regelt größere Feldstärkeschwankungen aus. Auch gibt es naturgemäß einen kubischen Differenztonfaktor (nichtlineares Nebensprechen), dessen Produkte in die Nachbarkanäle fallen.

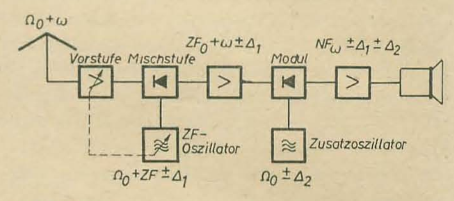


Bild 5: Rundfunksuper mit Zusatzoszillator

Zusammenfassung

Es wird nachgewiesen, daß der Begriff „Amplitudenmodulation" in der gesamten Hochfrequenztechnik eindeutig bestimmt ist und durchaus den Kern der Sache trifft. Der zu Diskussion stehende Artikel ist geeignet, völlig falsche Vorstellungen von der Einseitenbandtechnik hervorzurufen. Anhand von Beispielen und Vergleichen wird ein einfacher Einblick in diese Technik gegeben.

Literatur

[1] O. Henkler: Verzerrungen bei der Demodulation amplitudenmodulierter Schwingungen; Nachrichtentechnik 4 (1956)
[2] W. J. Siforow: Funkempfangsgeräte
[3] W. Reichardt: Grundlagen der Elektroakustik
[4] Fletcher: Speech and Hearing in Communication
[5] L-W. Couillard: Factors Influencing Single Sideband Receiver Design; Proc. IRE 44 (1956) 12, S. 1750 ··· 1753
[6] Kuliny, Levine, Meyer: The Application of SSB to High Frequency Military Tactical Vehicular Radio Sets; Proc. IRE 44 (1956) 12, S. 1810 ··· 1823
[7] J. P. Costas: Synchronous Communications; Proc. IRE 44 (1956) 12, S. 1713 bis 1718

Diskussionsbeitrag von Herrn Wolfgang Rohrbeck

Herr Dr. Henkler irrt in seinem in radio und fernsehen 22 (1961) erschienenen Beitrag, es sei im Jahre 1961 nicht mehr nötig, auf diese Frage eine Antwort zu suchen. Sein Artikel beweist vielmehr, daß es sehr nötig ist. Dr. Henkler irrt ebenfalls, wenn er glaubt, daß die Frage in seinem Aufsatz geklärt und beantwortet wurde.

Als ich mir die aufgeworfene Frage vorlegte, beantwortete sie der Theoretiker in mir mit ,,Nein" und der Praktiker beantwortete sie mit ,,Ja". Das ist beileibe kein Antagonismus. Die richtige Antwort muß nämlich heißen: ,,Ja und nein"; es liegt an der Betrachtungsweise.

Daß bei der Amplitudenmodulation der Träger nicht schwankt, hat Herr Dr. Henkler in seinem Beitrag damit bewiesen, daß er die beiden Frequenzen Ω und ω in einen Modulator einspeiste, dessen Strom-Spannungs-Charakteristik durch die Gleichung

$$i = a_0 + a_1 u + a_2 u^2 + a_3 u^3 \cdots$$

beschrieben wird. Das Ergebnis ist ein Träger zeitlich konstanter Amplitude.

Entscheidend für die Beantwortung der Frage ist aber keineswegs der Modulator oder seine Charakteristik. Die Problemstellung der hochfrequenten Nachrichtenübertragung besteht vielmehr darin, eine Nachricht N (t), die irgendeine (beschränkte) Funktion der Zeit sein kann, vom Sende- zum Empfangsort zu übertragen. Dabei steht eine Trägerspannung

$$\mathfrak{u}_T = A \cos(\omega t + \varphi)$$

zur Verfügung, wobei A die Amplitude, $\frac{\omega}{2\pi}$ die Frequenz und φ die Phase bedeuten. Soll die Nachricht N (t) übertragen werden, so muß eine der drei Größen A, ω oder φ durch N (t) geeignet beeinflußt werden. Diese Beeinflussung nennt man Modulation. Wie sie in der Praxis durchgeführt wird, ist dabei überhaupt nicht von Belang.

Entsprechend den drei Größen A, ω, φ, die den Träger eindeutig kennzeichnen, muß es auch drei Modulationsarten geben. Je nachdem welche Größe beeinflußt wird, unterscheiden wir:

1. Amplitudenmodulation

Hier ist die Amplitude A eine Funktion der Nachricht (N (t))

$$A = A(N(t))$$

und da diese eine Funktion der Zeit ist, ist auch die Amplitude eine Funktion der Zeit. Die amplitudenmodulierte Spannung hat also folgende Gestalt

$$\mathfrak{u}_{AM} = A(t) \cos(\omega t + \varphi).$$

Zu leugnen, daß die Amplitude eine Funktion der Zeit ist, kann keineswegs dazu angetan sein, das Verständnis für die Vorgänge bei der Modulation und Demodulation zu fördern. (Es wird später ein einfacher Beweis dafür gezeigt, daß der Träger ,,schwankt".)

2. Frequenzmodulation

Es gilt

$$\omega = \omega(N(t))$$

und folglich

$$\mathfrak{u}_{FM} = A \cos(\omega(t)t + \varphi).$$

Die Frequenz schwankt also in Abhängigkeit von der Modulation.

3. Phasenmodulation

$$\varphi = \varphi(N(t))$$

$$\mathfrak{u}_{PM} = A \cos(\omega t + \varphi(t)).$$

Wir wollen uns im weiteren nur noch mit der Amplitudenmodulation beschäftigen und den Beweis dafür geben, daß der Träger schwankt.

Ein einfaches Beispiel für die Trägerschwankung bildet der Träger eines Rundfunksenders, der in den Nachtstunden Sendepause hat, also zusätzlich zu seiner normalen Modulation etwa nach einer Funktion amplitudenmoduliert ist, die in Bild 1 wiedergegeben ist. Es ist doch gewiß kaum zu rechtfertigen, wenn man behauptet, die Trägeramplitude sei zeitlich konstant. (Oder kann man etwa während der Sendepause ein Signal empfangen?) Damit dürfte bewiesen sein, daß die Bezeichnung ,,amplitudenmodulierte Schwingung" völlig zu Recht besteht.

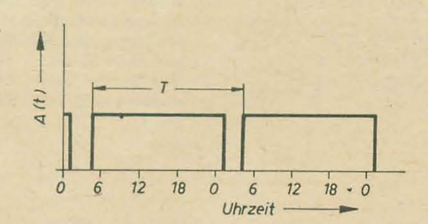


Bild 1: Amplitudenmodulation durch Sendepause

Natürlich läßt sich bei diesem Beispiel ebenfalls beweisen, daß die Trägeramplitude zeitlich konstant ist, denn die im Bild 1 dargestellte Funktion läßt sich in eine Fourier-Reihe entwickeln, die folgende Gestalt habe

$$A(t) = A_0 + A_1 \sin\frac{2\pi}{T}\cdot t + A_2 \sin\frac{4\pi}{T}\cdot t + \cdots$$
$$+ B_1 \cos\frac{2\pi}{T}\cdot t + B_2 \cos\frac{4\pi}{T}\cdot t + \cdots$$

Die Werte der Fourier-Koeffizienten werden durch die spezielle Form der Funktion A(t) festgelegt und sollen uns nicht interessieren. Multiplizieren wir die Glieder der Reihe mit $\cos \omega t$ und führen noch $\frac{2\pi}{T} = \Omega$ ein, so erhalten wir für die ersten Glieder der Reihenentwicklung

$$\mathfrak{u}_{AM} = A_0 \cos \omega t$$
$$+ \frac{A_1}{2}[\sin(\Omega - \omega)t + \sin(\Omega + \omega)t] + \cdots$$
$$+ \frac{B_1}{2}[\cos(\Omega - \omega)t + \cos(\Omega + \omega)t] + \cdots,$$

also einen Träger konstanter Amplitude und mehrere Seitenbänder. Daß die Rechnung in diesem Falle einen Träger zeitlich konstanter Amplitude liefert, liegt aber keineswegs an den Eigenschaften des Modulators, wie von Dr. Henkler fälschlicherweise angenommen wurde, sondern an den mathematischen Eigenschaften der trigonometrischen Funktionen und der Fourier-Entwicklung. Ebenso wie man eine mathematische Gleichung von links nach rechts oder von rechts nach links lesen kann, sind die beiden Behauptungen, eine amplitudenmodulierte Schwingung bestehe aus einer Wechselspannung zeitlich veränderlicher Amplitude und eine amplitudenmodulierte Schwingung bestehe aus einem Träger zeitlich konstanter Amplitude und mehreren Seitenbändern, einander völlig gleichwertig. Beide Behauptungen sind richtig und lassen sich nach Belieben durch entsprechende Rechnungen ineinander überführen.

Es sei noch erwähnt, daß der Nachweis des zeitlich konstanten Trägers und der einzelnen Seitenbänder mit Filtern keineswegs ein Beweis dafür zu ein braucht, daß die Trägeramplitude nicht schwankt. Bei der Verwendung von Filtern spielen Ein- und Ausschwingvorgänge eine entscheidende Rolle. Darauf einzugehen würde aber über den Rahmen der Betrachtung hinausgehen.

Außerdem möchte ich Herrn Dr. Henkler energisch widersprechen, wenn er behauptet, daß das Festhalten an diesen ,,überlieferten Vorstellungen" die Einführung des Einseitenbandrundfunks verhindere. Die falsche Feststellung, daß für den bei Einseitenbandempfang (mit unterdrücktem Träger) erforderlichen Trägeroszillator die gleiche Konstanz ausreichend sei wie für den ohnehin in jedem Super vorhandenen Empfängeroszillator, ist so bedenklich, daß Zweifel auftauchen, ob Dr. Henkler die mit der Modulation zusammenhängenden Probleme wirklich verstanden hat. Denn für den Empfängeroszillator eines Zweiseitenbandempfängers ist eine Frequenzabweichung von einem Zehntel der Empfängerbandbreite sicherlich ohne wesentliche Qualitätsminderung der Übertragung zulässig. Ändert sich aber in einem Einseitenbandempfänger die Frequenz des Trägeroszillators um denselben Betrag, so bedeutet das, daß alle Frequenzen des Niederfrequenzspektrums um etwa 1 kHz höher oder niedriger liegen als normalerweise. Ich wage nicht, mir auszumalen, wie sich mit einem solchen Gerät ein Sinfoniekonzert anhört.

Damit dürfte die Frage, ob bei der Amplitudenmodulation der Träger schwankt, hinreichend geklärt sein. Es besteht meiner Ansicht nach nicht der mindeste Grund, den Ausdruck ,,amplitudenmodulierte Schwingung" nicht mehr zu benutzen. Die Bezeichnung ,,Amplitudenmodulation" trifft durchaus den Kern der Sache und ist keineswegs sinnverwirrender als die Bezeichnung ,,Frequenzumsetzung durch Modulation".

Harry Kihn:

Einige neue Fortschritte auf dem Gebiet der „Integrated Electronics"

„Electrical Engineering" 7 (1961) S. 488

Der allgemein spürbare Trend in der Schwachstromtechnik einschließlich Elektronik, „kleiner" zu bauen, ist nicht durch ein einfaches Verringern der Abmessungen der einzelnen Bauelemente bzw. der Zwischenräume derselben gekennzeichnet. Die Miniaturisierung führt vielmehr auf einer gewissen Stufe zu einer völlig anderen Bauweise bzw. anderen Bauelementen und -stufen. Es handelt sich also um ein Umschlagen der Quantität in die Qualität. Der Verfasser bezeichnet als „Integrated Electronics" die Grenzgebiete der Mikrosysteme, in denen die Anzahl der Teile wesentlich kleiner ist als die Anzahl der äquivalenten Bauelemente. Die Bauweise der „Integrated Electronics" vereint $10^3 \cdots 10^5$ Teile je cm^3. Diese Zahl zeigt wohl am deutlichsten, daß die „Integrated Electronics" überhaupt nichts mehr mit der konventionellen Bauweise zu tun haben.

Bereits der „Megacoder", ein Entschlüsselungsgerät für den selektiven Anruf in tragbaren Empfängern, brachte es auf rund einen Modul je 0,0175 Kubikzoll (das Labormuster zeigt Bild 1). Dieses Gerät verwendete übrigens Transistoren und einen Ferritspeicher mit einem Kern von nur 0,08 Zoll.

Als nächster Sprung bei der Miniaturisierung darf die bereits durch die Literatur allgemein bekannt gewordene Mikromodulbauweise angesehen werden. Das charakteristische Merkmal dieser Bauweise ist ihre Zusammensetzung aus sogenannten Mikroelementen — kleine Platten mit den Abmessungen 0,31 × 0,31 × 0,01 Zoll (siehe auch Bild 2). Jedes dieser Mikroelemente hat eine charakterisierende Eigenschaft; kapazitiv, resistiv („widerstandsbehaftet"), induktiv oder transistorisiert. Wie weit man mit der Mikromodulbauweise kommt, wird durch Bild 3 am Beispiel eines ZF-Verstärker-Bausteines gezeigt.

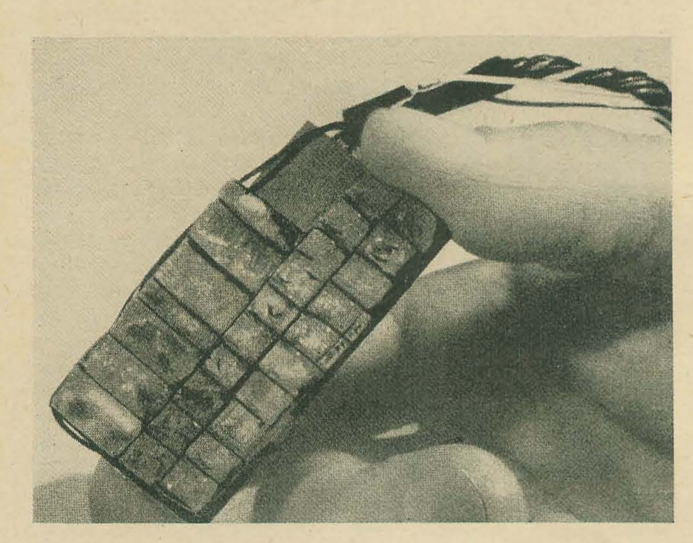


Bild 1: Das Labormuster des „Megacoder"

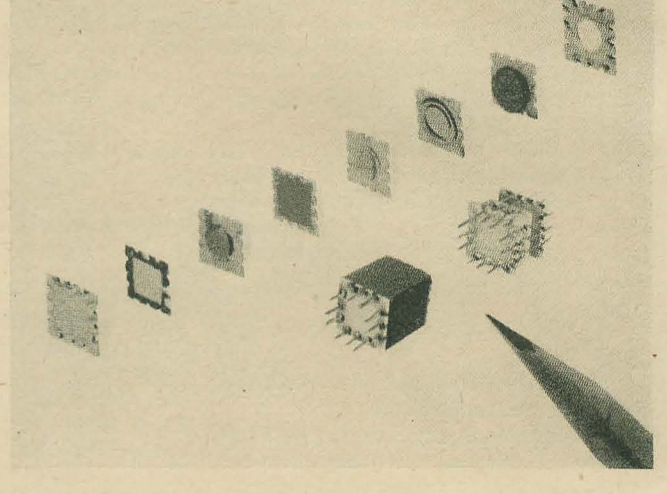


Bild 2: Kapazitive, Widerstands-, induktive und Transistor-Mikroelemente und ihr Zusammenbau zu einem Mikromodulbaustein

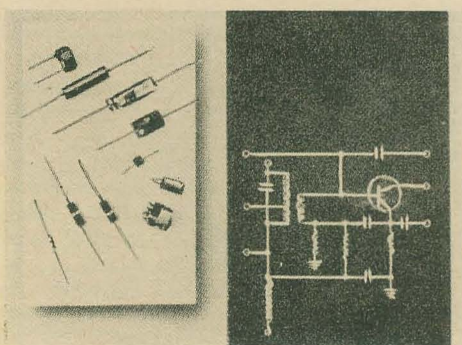




Bild 3: Ein ZF-Verstärker mit der Zwischenfrequenz von 4,3 MHz, einer Leistungsverstärkung von 20 dB und einer Bandbreite (bis —6 dB) von 200 kHz

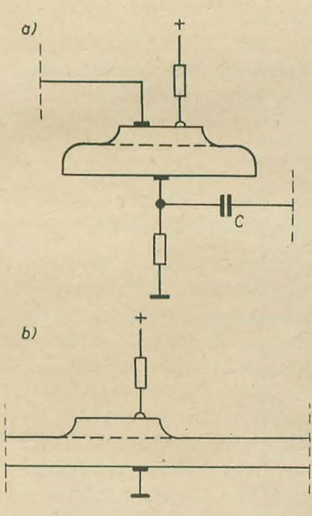


Bild 4: Der Übergang von einem konventionellen zu einem integrierten Kreis: Die RC-Schaltung aus 4a wurde in 4b durch eine Halbleiter-Verzögerungslinie ersetzt, die aus einem kleinen Germaniumstab besteht

Im übrigen sei in diesem Zusammenhang erwähnt, daß die Anfänge dieser Bauweise noch mit Röhren ausgeführt waren, die überlegenen Eigenschaften der Mikromodule konnten sich jedoch erst durch die Transistorisierung entfalten.

Die Herstellung der Mikroelemente durch Aufdampfen und Abdecken, Legierung, Diffusion und das Züchten aktiver Halbleiterelemente ermöglichten es, auf ein Element einen ganzen Schaltkreis aufzubringen. So kam es zu dem nächsten bedeutenden Schritt: Die Vereinigung von aktiven und passiven Schaltungselementen zu jeweils einem Baustein. Dies führte zu den sogenannten Integrated Electronics, die im wesentlichen der bereits durch Westinghouse, General Electrics und Texas Company als sogenannte Molekularelektronik bekanntgewordenen Mikrominiaturbauweise gleicht [vgl. hierzu radio und fernsehen 10 (1960) S. 309 ··· 312]. Als bedeutendes Element dieser Bauweise wird der sogenannte Thyristor genannt. Die Funktion des Thyristors gleicht der eines Thyratrons bzw. eines gesteuerten Schalters, der durch einen Auslöseimpuls entweder geöffnet oder geschlossen wird. Dieser Thyristor findet genauso wie der unipolare Transistor hauptsächlich in „logischen Schaltungen" Verwendung, so wie sie in großer Zahl in elektronischen Rechenmaschinen usw. angewendet werden. Bei der Integrated-Electronics-Bauweise werden die Kopplungselemente zwischen den einzelnen aktiven Elementen (R und C) durch mehr oder weniger leitende Halbleiterverbindungen ersetzt, so wie es die Bilder 4a und b zeigen. Die Folge ist, daß mehrere Thyristoren einschließlich der zugehörigen Koppelelemente in einem Fertigungsgang hergestellt werden können.

In der Weiterführung dieses Gedankens können ganze Schaltungen mit einer Vielzahl von Verstärkerelementen bzw. Speichern als „integrierte Bausteine" hergestellt werden.

Die „Integrated Electronics" beschränken sich jedoch nicht nur auf Thyristoren und unipolare Transistoren als aktive Elemente, auch die Verwendung von Tunneldioden oder Fotohalbleitern ist möglich. *Streng*